

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

CARACTÉRISATION D'UN CANAL ULTRA LARGE BANDE (UWB) EN MILIEU CONFINÉ
SOUTERRAIN

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

PAR

BERTRAND NKAKANOU

OCTOBRE 2011



Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous.

L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre. Il est donc interdit de reproduire ou de publier en totalité ou en partie ce document sans l'autorisation de l'auteur.

À tous ceux et celles qui me sont chers...

Remerciements

Ce travail n'aurait pas pu se faire sans le soutien de plusieurs personnes. Je tiens à exprimer ici mes remerciements à tous et toutes qui de près ou de loin ont permis à ce que cet aboutissement s'accomplisse.

Je remercie Dieu Tout Puissant pour la santé, la sagesse et le réconfort qu'il m'a toujours accordés et sans qui rien n'aurait été possible.

Je tiens en premier lieu à remercier mon directeur de recherche, le professeur Gilles Y. Delisle, pour m'avoir proposé ce sujet de maîtrise et en avoir dirigé le déroulement. La confiance et l'indépendance qu'il m'a accordées ainsi que la rigueur scientifique et les encouragements prodigués m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je tiens également à remercier mon co-directeur, monsieur Nadir Hakem. Il a, grâce à sa patience et ses conseils, joué un rôle déterminant dans l'aboutissement de ce travail.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à madame Hasnaâ Aniss et à monsieur Nahi Kandil pour m'avoir accueilli au sein du LRTCS au cours des deux dernières années.

Je voudrais également remercier monsieur René Wamkeue et sa famille pour tout le soutien qu'ils m'ont apporté.

Par ailleurs, je tiens également à remercier Yacouba Coulibaly, post-doctorant et tous les étudiants et le personnel du LRTCS à Val d'Or, pour l'aide et le soutien tant moral que matériel qu'ils m'ont apporté durant mon séjour au laboratoire.

Enfin, je voudrais remercier toute ma famille, à qui je dédie ce travail.

Sommaire

REMERCIEMENTS	III
SOMMAIRE	IV
LISTE DES FIGURES	VIII
LISTE DES TABLEAUX	X
RESUME	XII
ABSTRACT	XII
GLOSSAIRE	XIII
CHAPITRE 1	1
INTRODUCTION	1
1.1 INTRODUCTION	1
1.2 OBJECTIF DU PROJET DE RECHERCHE	2
1.3 STRUCTURE DU MEMOIRE	3
CHAPITRE 2	4
LA TECHNOLOGIE UWB	4
2.1 DEFINITION	4
2.2 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'UWB	6
2.3 APPLICATIONS DE L'UWB	8
2.4 CONCLUSION	11
CHAPITRE 3	12
CANAL DE PROPAGATION ET MESURES	12
3.1 CANAL DE PROPAGATION	12
3.1.1 <i>Propagation des ondes</i>	12
3.1.2 <i>Caractérisation d'un canal de propagation</i>	14
3.1.2.1 Représentation du canal de propagation	14
3.1.2.2 Réponse d'un canal de propagation	15
3.2 DIFFERENTS TYPES DE MODELISATION	18
3.2.1 <i>Modélisation statistique</i>	18

3.2.2	<i>Modélisation déterministe</i>	19
3.2.3	<i>Modèles de canal radio UWB</i>	19
3.2.3.1	Modèle Saleh et Valenzuela	20
3.2.3.2	Modèle Cassioli-Win-Molisch	23
3.2.3.3	Modèles IEEE 802.15.....	24
3.2.3.4	Un exemple de modèle déterministe.....	26
3.3	PARAMETRES DE CARACTERISATION DU CANAL DE PROPAGATION	27
3.3.1	<i>Pertes de puissance</i>	28
3.3.2	<i>Dispersion temporelle — Bande de cohérence</i>	29
3.3.2.1	Dispersion temporelle.....	29
3.3.2.2	Bande de cohérence	30
3.3.3	<i>Décalage Doppler et Temps de cohérence</i>	31
3.3.3.1	Décalage Doppler	31
3.3.3.2	Temps de cohérence.....	31
3.3.4	<i>Caractérisation angulaire</i>	32
3.3.4.1	Dispersion angulaire	32
3.3.4.2	Constriction angulaire	33
3.3.4.3	Direction azimutale des évanouissements maximums.....	33
3.4	CONCLUSION	33
CHAPITRE 4		34
TECHNIQUES ET SYSTÈMES DE MESURES		34
4.1	TECHNIQUES DE MESURE	34
4.1.1	<i>Les techniques temporelles</i>	35
4.1.1.1	Technique d'impulsions directes	35
4.1.1.2	Autres techniques temporelles.....	36
4.1.2	<i>Les techniques fréquentielles</i>	36
4.1.2.1	Principe	37
4.1.2.2	Mise en œuvre	37
4.1.2.3	Propriété de la caractérisation fréquentielle.....	39
4.1.3	<i>Critère de choix de la technique de mesure</i>	40
4.1.4	<i>Mesures effectuées dans la littérature</i>	41
4.2	PROTOCOLE DE MESURE	41
4.2.1	<i>Système de mesure et matériels</i>	43

4.2.2	<i>Campagne de mesure</i>	46
4.2.2.1	Procédure de mesures.....	46
4.2.2.2	Calibration et post-traitement.....	50
4.2.2.3	Scénarios de mesure.....	51
4.3	CONCLUSION	53
CHAPITRE 5:		54
ANALYSE DES RÉSULTATS		54
5.1	REPONSE FREQUENTIELLE ET IMPULSIONNELLE.....	54
5.2	EFFET DES ANTENNES.....	58
5.3	ANALYSE A GRANDE ECHELLE.....	59
5.3.1	<i>Pertes de propagation (Path loss)</i>	59
5.3.2	<i>Dépendance fréquentielle</i>	60
5.3.3	<i>Dépendance spatiale</i>	62
5.3.3.1	Niveau 40 & 70.....	63
5.3.3.2	Antenne Omnidirectionnelle.....	65
5.3.3.3	Différents rayons de courbure (NLOS).....	66
5.3.4	<i>Shadow fading</i>	67
5.4	ANALYSE A PETITE ECHELLE.....	68
5.4.1	<i>Réponses impulsionnelles</i>	68
5.4.2	<i>Paramètres de dispersion temporelle</i>	71
5.4.3	<i>La modélisation statistique des délais</i>	74
5.4.4	<i>La bande de cohérence</i>	77
5.5	COMPARAISON DES RESULTATS AVEC D'AUTRES TRAVAUX.....	78
5.5.1	<i>Comparaison avec d'autres modèles UWB à grande échelle</i>	78
5.5.2	<i>Comparaison avec d'autres modèles UWB à petite échelle</i>	79
5.5.3	<i>Comparaison avec d'autres paramètres de dispersion temporelle de l'UWB</i>	79
5.5.4	<i>Comparaison avec les canaux à bande étroite et large bande dans les milieux souterrains</i>	80
5.6	CAPACITE DU CANAL	83
5.7	CONCLUSION	85
CHAPITRE 6		87
CONCLUSION.....		87

ANNEXE A : SPECIFICATIONS TECHNIQUES DES ANTENNES	91
A1. EM-6116 OMNI-DIRECTIONAL ANTENNA	91
A.2 DOUBLE BRIDGED HORN ANTENNA DRG-118/A SPECIFICATIONS	92
<i>A.2.1 Electrical Specifications</i>	92
<i>A.2.2 Mechanical specifications</i>	92
ANNEXE B : DISTRIBUTIONS STATISTIQUES	93
B.1 DÉFINITIONS	93
<i>B.1.1 Distribution de Rayleigh</i>	93
<i>B.1.2 Distribution de Rice</i>	93
<i>B.1.3 Distribution de Nakagami</i>	94
<i>B.1.4 Distribution de Weibull</i>	95
<i>B.1.5 Distribution normale</i>	96
<i>B.1.6 Distribution lognormale</i>	97
B.2 TEST DE KOLMOGOROV-SMIRNOV	97
ANNEXE C: PUBLICATIONS.....	100
RÉFÉRENCES.....	117

Liste des figures

Figure 2-1: Gabarit spectral défini par la FCC.....	5
Figure 2-2: Débit et portée maximale de différents standards de communications [4].	8
Figure 2-3: Différentes applications de l'UWB [4].....	9
Figure 2-4: Composantes possibles pour un réseau UWB.....	10
Figure 3-1: Canal de propagation	14
Figure 3-2: Diagramme de BELLO	17
Figure 3-3: Illustration d'un modèle de réponse impulsionnelle en forme de clusters .	20
Figure 3-4: Profil puissance retard selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.	21
Figure 4-1: technique de mesure par impulsion périodique	35
Figure 4-2 : Fonction de transfert du canal	37
Figure 4-3: Technique fréquentielle pour un canal statique ($t=0$).....	38
Figure 4-4: Galerie minière au niveau 70m	42
Figure 4-5: Schéma du protocole de mesure expérimental.....	43
Figure 4-6: Plan de la mine au niveau 70 m.....	46
Figure 4-7: Galerie en non-ligne de vue au niveau 70m.....	47
Figure 4-8: Photographie de la galerie en non-ligne de vue au niveau 40m.....	47
Figure 4-9: Photographie de l'émetteur	49
Figure 4-10: Procédure de mesure en configuration NLOS Niveau 40m.....	52
Figure 5-1: Amplitude de la réponse fréquentielle	55
Figure 5-2: Phase de la réponse fréquentielle	56
Figure 5-3: Réponse impulsionnelle en linéaire (LOS $d=7m$).....	57
Figure 5-4: Réponse impulsionnelle en dB (LOS $d=7m$)	58

Figure 5-5: Amplitude de la réponse fréquentielle (LOS d=7m)	59
Figure 5-6: Facteur de décroissance fréquentielle (LOS)	61
Figure 5-7: Facteur de décroissance fréquentielle (NLOS)	62
Figure 5-8: Path loss vs. distance (LOS).....	64
Figure 5-9: Path loss vs. distance (NLOS).....	64
Figure 5-10: CDF de l'ombrage ajusté à une distribution Normale (LOS).....	68
Figure 5-11: Réponse impulsionnelle normalisée du canal UWB à 5 mètres (LOS)...	70
Figure 5-12: Réponse impulsionnelle linéaire du canal UWB à 5mètres (LOS)	70
Figure 5-13: Réponse impulsionnelle avec deux seuils 30 et 25 dB	72
Figure 5-14: Réponse impulsionnelle avec 2 Seuils: 20dB et 10dB.	73
Figure 5-15: CDF du RMS delay spread au niveau 70m.....	75
Figure 5-16: Courbes comparatives du RMS delay spread aux niveaux 40m et 70m..	76
Figure 5-17: Bande de cohérence aux niveaux 40m et 70m en LOS.	77
Figure 5-18: Capacité du canal au niveau 70m.	83
Figure 5-19: Capacité du canal aux niveaux 40m et 70m (LOS).	84
Figure 5-20: Capacité du canal aux niveaux 40m et 70m (NLOS).	85
Figure B-1: Test de Kolmogorov-Smirnov : fonctions de répartition théorique et empirique.	98

Liste des tableaux

Tableau 3-1 : Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a	25
Tableau 3-2: Paramètre n en fonction de l'environnement	28
Tableau 4-1: Équipements utilisés	44
Tableau 4-2: Paramètres du LNA RLNA01M10G	44
Tableau 4-3: Paramètres du câble	45
Tableau 4-4: Paramètres de l'antenne Omnidirectionnelle	45
Tableau 5-1: Coefficients de décroissance fréquentielle	61
Tableau 5-2: Indice de perte de puissance et écart type LOS	65
Tableau 5-3: Indice de perte de puissance et écart type NLOS	65
Tableau 5-4: Indice de perte de puissance et écart type antenne Omnidirectionnelle ..	66
Tableau 5-5: Indice de perte de puissance et écart type avec différents rayons de courbure	66
Tableau 5-6: RMS delay spread en LOS et NLOS avec antenne directive	73
Tableau 5-7: RMS delay spread en LOS et NLOS avec antenne omnidirectionnelle ..	74
Tableau 5-8: Valeurs de n trouvés dans la littérature.	81
Tableau 5-9: Paramètres temporels trouvés dans la littérature (LOS)	82
Tableau 5-10: Paramètres temporels trouvés dans la littérature (NLOS)	82

Résumé

Le milieu minier, très complexe par sa nature, a besoin d'un système de communication fiable. Déployer un système fiable dans ce type de milieu, nécessite la connaissance parfaite du milieu de propagation. Notre projet d'étude porte donc sur la caractérisation d'un canal ultra large bande (UWB) en milieu confiné souterrain.

Notre étude s'est focalisée sur la propagation des signaux ultra large bande dans le canal minier à différents niveaux. Il a consisté à déterminer ses paramètres à grande et petite échelle à différents niveaux dans la mine et à les comparer. Un autre élément fort important dans la conception d'un système de communication est sa capacité. Elle permet de déterminer les applications pouvant transiter sur le réseau.

Nous avons dans un premier temps établi le protocole expérimental devant être utilisé pour des campagnes de mesures. Ensuite, les réponses fréquentielles du canal UWB (3 à 10 GHz) ont été mesurées. Nous avons grâce à la transformée inverse de Fourier déterminés les réponses impulsionnelles. Nous avons, à deux niveaux de la mine (niveau 40 et niveau 70), déterminé les caractéristiques du canal UWB à savoir son amplitude, les paramètres de dispersion temporelle à différents niveaux de la mine et à différentes configurations (visibilité directe et non-visibilité directe) et la capacité.

L'analyse des résultats obtenus montre que l'indice de pertes de propagation est proche de celui de l'espace libre en visibilité directe et varie fortement en cas de visibilité obstruée. Le système avec une antenne directive en réception donne de meilleurs résultats. La capacité du canal obtenue est assez importante pour permettre le déploiement des applications haut débit.

En comparant les résultats obtenus, on constate que la majorité des paramètres du canal ne dépendent pas de la géométrie de la galerie souterraine.

Abstract

The mining environment, very complex by nature, needs a reliable communication system. Deploy a reliable system in this type of environment requires a perfect knowledge of the propagation channel. Our research project therefore focuses on the characterization of UWB propagation channel in an underground mine.

Our study focused on the propagation channel of ultra wideband signals in the mine at different levels. It was to determine the parameters of large and small scale at various levels in the mine and then compare them. Another very important element in design of a communication system is the channel capacity that we have also calculated and compared. It identifies applications that can pass over the network.

We initially established the experimental protocol to be used for measurement campaigns. Then the frequency responses of the UWB channel (3-10 GHz) were measured. The channel impulses responses were computed using the IFFT transform. We have, at two levels of the mine (Level 40 and Level 70), determined the characteristics of the UWB channel: its pathloss, the temporal dispersion parameters at different levels of the mine and at different configurations (line of sight and non line of sight) and capacity.

Analysis of the results obtained show that the path loss exponent is close to free space in line of sight, and varies greatly in the case of non line of sight. The system with directional antenna at reception gives better results. The channel capacity obtained is enough large to allow the deployment of broadband applications.

By comparing the results obtained, we find that the majority of the channel parameters do not depend on the geometry of the underground gallery.

Glossaire

AIC	Akaike's Information Criterion
AoA	Angle of Arrival
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BAN	Body Area Network
BER	Bit Error Rate
CDF	Cumulative Distribution Function
CIR	Complex Response Impulse
DFT	Discrete Fourier Transform
DoI	Degree of Irregularity
FCC	Federal Communication Commission
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IR	Impulse Response
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line-of-Sight
MMSE	Minimum Mean-Square Error
ML	Maximum Likelihood
NLOS	Non Line-of-Sight
PA	Power Amplifier
PDF	Probability Distribution Function
PDP	Power Delay Profile
PL	Path Loss
RF	Radio Frequency

RMS	Root Mean Square
RSS	Received Signal Strength
Rx	Receiver
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
S-V	Saleh-Valenzuela
TDoA	Time Difference of Arrival
ToA	Time of Arrival
Tx	Transmitter
UWB	Ultra-Wideband
VNA	Vector Network Analyzer
WLAN	Wireless Local Area Network
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Introduction

Pour développer efficacement des systèmes de télécommunications, une parfaite connaissance du milieu de propagation est nécessaire. En effet, les performances d'un système de communications sans fil dépendent des conditions de propagation entre les antennes émettrices et réceptrices. Le dimensionnement de ces systèmes passe par la calibration des éléments de l'émetteur et du récepteur en fonction des propriétés du canal de propagation. Pour obtenir les meilleures conditions de propagation et atténuer les effets négatifs, le canal de propagation doit être caractérisé dans les environnements où ce système sera déployé. Dans la pratique, des modèles de canaux permettant de simuler les liens radio et la mise au point du système de communications sont proposés. Ces modèles ont souvent été obtenus à partir de campagnes de mesures. Par exemple, la caractérisation des pertes de puissance permet d'estimer la couverture radio du système de communication, tandis que des simulations de lien permettent d'évaluer la robustesse du système. L'étude de la technologie à déployer joue également un rôle crucial.

L'Ultra Wide Band (UWB) est une technologie de transmission consistant à utiliser des signaux s'étalant sur une très large bande de fréquences, de l'ordre de quelques centaines de MHz à plusieurs GHz (par exemple de 500 MHz à 7 GHz). Initialement, cette technologie a été utilisée pour la localisation radar, et depuis quelque temps déjà, elle est utilisée pour des communications sans fil. La communauté scientifique et industrielle a montré un très grand intérêt pour cette technologie. Les caractéristiques de la technologie UWB, notamment sa grande largeur de bande et sa

résolution temporelle permettent de proposer des systèmes de communications à très haut débit. Dès 2002, la commission fédérale des communications américaine (Federal Communications Commission FCC) a autorisé l'émission de signaux UWB dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz, permettant ainsi la recherche dans cette bande. Avec de fortes demandes pour des applications multimédias sans fil à haut débit, l'UWB semble être l'une des solutions innovantes et attractives pour de futurs systèmes. Afin de normaliser la technologie, plusieurs groupes d'industriels se sont réunis pour former des alliances (UWB Forum et Multi-Band OFDM Alliance) afin de concevoir des équipements basés sur cette technologie.

Avec une largeur de bande élevée, l'étude d'un canal de propagation UWB diffère de ceux des canaux à bandes étroites traditionnels. Une étude précise de ce canal est requise pour évaluer tout le potentiel et les contraintes des systèmes de communications.

1.2 Objectif du projet de recherche

L'objectif de ce travail est la caractérisation du canal de propagation ultra large bande (Ultra Wide Band- UWB) dans la mine afin de proposer des modèles de propagation adaptés aux futurs systèmes de communications basés sur cette technologie pour les milieux confinés.

Pour atteindre nos objectifs, nous allons :

- Faire des mesures et extraire les paramètres d'un canal UWB,
- Étudier les effets du diagramme de rayonnement des antennes,
- Étudier les effets de la profondeur de la galerie,
- Étudier les effets des rayons de courbure,
- Déterminer la capacité du canal.

1.3 Structure du mémoire

Ce manuscrit se subdivise en six chapitres qui reprennent les étapes de notre démarche de recherche.

Le chapitre 2 présente la technologie UWB, les principes généraux de cette technologie ainsi que les applications envisagées. Dans un objectif de déploiement, l'importance de la connaissance du canal s'avère absolument nécessaire.

Au troisième chapitre, le canal de propagation et les techniques de sondage large bande sont étudiées, afin de définir et concevoir un équipement de mesure adapté à l'UWB. Les deux méthodes de mesure adoptées sont présentées.

Le chapitre quatre nous permettra de mettre en exergue le protocole expérimental utilisé et par la suite, au chapitre cinq, nous analyserons les résultats obtenus.

Nous finirons par une conclusion au chapitre six et proposerons quelques perspectives.

Chapitre 2

LA TECHNOLOGIE UWB

Ce chapitre a pour but d'introduire la technologie Ultra Wide Band (UWB), ses principales caractéristiques ainsi que les applications potentielles.

2.1 Définition

L'appellation UWB (Ultra Wide Band) a, pendant longtemps, désignée des formes d'ondes sans porteuse, c'est-à-dire des signaux impulsionnels dont la durée est de l'ordre de la nanoseconde [1-3].

L'UWB est une technologie sans fil permettant de transmettre des données numériques sur un large spectre de fréquences avec une très faible densité de puissance et à des débits très élevés [1]. La FCC a fixé, en 2002, des masques de densité spectrale de puissance réglementant les conditions d'émission de ces systèmes [2]. Également, une nouvelle définition d'un signal UWB a été introduite. Ainsi, tout signal dont la largeur de bande instantanée à -10 dB est supérieure ou égale à 500 MHz ou dont la largeur de bande fractionnelle B_f à -10 dB est supérieure à 0.2 constitue un signal UWB. La bande fractionnaire est définie par la relation suivante:

$$B_f = 2 \times \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 0.2 \quad (2.1)$$

où f_H et f_L représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure à -10 dB et elle est présumé satisfaire les exigences de l'appellation signal UWB.

Cette définition permet de regrouper sous le terme UWB des solutions qui ne sont pas nécessairement impulsionnelles, mais dont les modulations présentent une bande instantanée supérieure ou égale à 500 MHz.

L'émission de signaux UWB pour les communications est autorisée sans licence pour des applications intérieures et pour des liaisons mobiles point à point à l'extérieur, la puissance étant limitée par les masques d'émission représentés à la Figure 1. Étant donné ces masques, l'émission de signaux UWB est limitée en pratique à la bande 3.1 – 10.6 GHz.

Afin d'atténuer les risques d'interférence avec les technologies existantes et partageant la même bande de fréquence (les systèmes cellulaires tels que le GSM ou l'UMTS, dont les bandes de fréquences sont situées autour de 900 MHz, 1.8 GHz et 2 GHz, et les systèmes GPS dans la bande 1.2 – 1.5 GHz), des limitations de puissance ont donc été adoptées. Un gabarit spectral a ainsi été défini. La Figure 2.1 présente le gabarit de puissance d'émission autorisé en vertu des règles de la FCC.

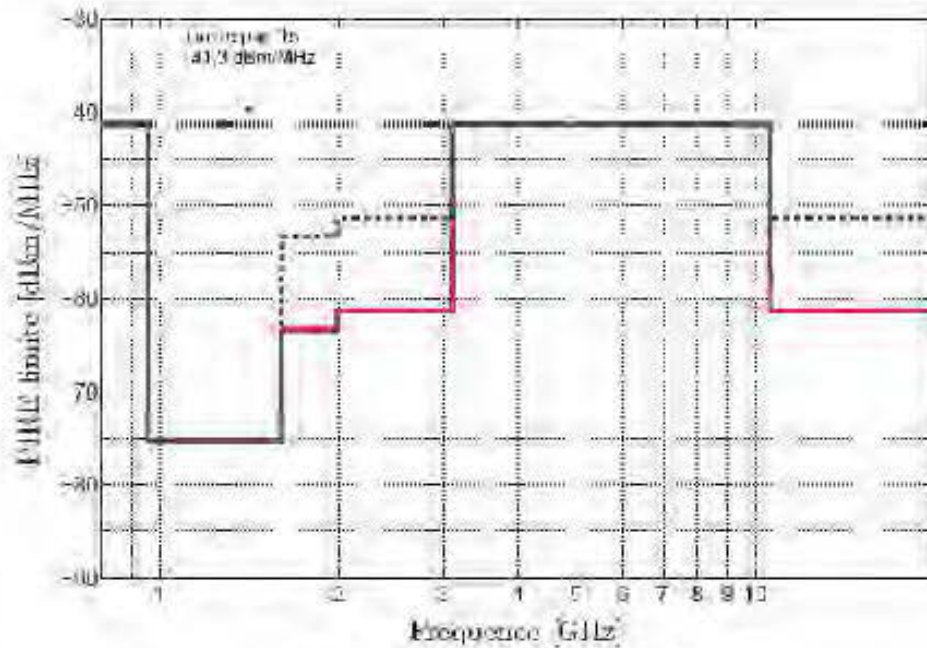


Figure 2-1: Gabarit spectral défini par la FCC

La puissance des signaux est, quant à elle, soumise aux limites de la partie 15 de la recommandation de la FCC. Dans toute bande de 1 MHz comprise entre 3.1 et

10.6 GHz, la puissance moyennée sur une durée inférieure à 1 ms ne doit pas excéder -41.3 dBm/MHz.

2.2 Avantages et inconvénients de l'UWB

La première caractéristique de l'UWB est sa largeur de bande de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. L'utilisation de cette très large bande de fréquences permet, en s'appuyant sur le théorème de Shannon, d'obtenir des débits très élevés. Le débit est donc donné par :

$$C = W \log_2(1 + SNR) \quad (2.2)$$

où C est la capacité maximale du canal (bit/s), W la largeur de bande du canal (Hz), SNR est le rapport signal sur la puissance du signal.

Grâce à ses caractéristiques, la technologie UWB offre de nombreux avantages par rapport aux systèmes à bande étroite. Nous pouvons entre autres citer :

- Débit très élevé en raison de la très grande bande passante.
- Faible consommation d'énergie : la transmission d'impulsions de courtes durées, quelques nanosecondes, permet aux générateurs d'impulsions, aux amplificateurs et aux récepteurs de ne pas fonctionner de manière permanente, mais de fonctionner pour quelques nanosecondes dans chaque période de répétition. En outre, les systèmes UWB peuvent transmettre les données à un débit beaucoup plus grand que les systèmes à bande étroite. La combinaison de haut débit et du signal intermittent réduit la consommation moyenne de puissance. Les systèmes UWB peuvent ainsi avoir des batteries plus petites.
- Moins de composants analogiques : il est possible de transmettre et de recevoir des impulsions sans générer une porteuse sinusoïdale. Ceci permet d'obtenir des puces de petite taille, ce qui est important dans le contexte de récepteurs à faibles coûts de fabrication.
- Robustesse face aux multi trajets : un problème typique des communications sans fil est l'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples

qui peuvent réduire l'efficacité des systèmes classiques. Dans un environnement intérieur confiné, la présence de nombreux diffuseurs va produire des signaux réfléchis qui peuvent causer une interférence destructive sur le signal direct entraînant la diminution de la puissance reçue. En UWB, en raison de la courte durée d'impulsions, il est facile de séparer, au niveau du récepteur, la composante directe de chaque réflexion. Il est donc possible d'atteindre une plus grande portée de transmission avec le même niveau de puissance.

- Une plus grande précision dans les systèmes de localisation. En effet, la précision est proportionnelle à la largeur de bande du signal. Les signaux UWB ayant une résolution temporelle de l'ordre de quelques nanosecondes à cause de leur grande largeur de bande, le retard du signal d'un signal peut être connu avec une précision de l'ordre de 0.1 à 1 ns. Il est donc possible de localiser l'émetteur avec une précision de 3 à 30 cm.
- Plus de sécurité pour l'utilisateur en raison de la très basse puissance émise (-41 dBm). De plus, dans les systèmes UWB, des impulsions de courtes durées sont transmises, l'utilisateur n'est pas continuellement exposé au rayonnement.
- Communications protégées : Les signaux UWB sont presque indétectables car ils sont transmis avec une faible densité spectrale de puissance proche du plancher du bruit de fond des récepteurs classiques de communications. La transmission UWB est donc protégée avec une faible probabilité de détection et une faible probabilité d'interception.

La technologie UWB ne présente toutefois pas que des avantages. Des inconvénients subsistent de par son utilisation. Nous pouvons entre autres citer :

- Possibilité d'interférence : les fréquences utilisées par la technologie UWB sont déjà employées par certains standards. Il existe donc une possibilité d'interférence entre ces différents systèmes.

- Complexité de conception de circuits large bande : la conception de dispositifs à large bande pour un émetteur-récepteur UWB est complexe. Il est difficile d'avoir des petites antennes UWB très efficaces. Il y a des distorsions de la forme de l'impulsion en raison des caractéristiques de filtrage de l'antenne et du canal de communication. Il existe aussi des pertes dues aux circuits d'adaptation et à la consommation de l'amplificateur large bande à faible bruit.
- Les systèmes UWB sont sensibles au brouillage d'ondes continues.

2.3 Applications de l'UWB

La Figure 2 montre le positionnement de la technologie UWB par rapport à d'autres standards de communications.

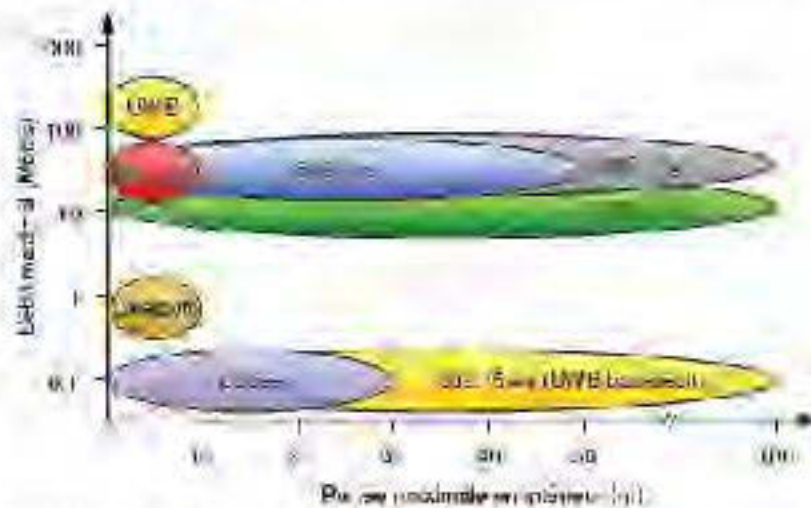


Figure 2-7: Débit et portée maximale de différents standards de communications [4].

La technologie UWB offre des propriétés uniques et distinctes qui la rendent attrayante pour diverses applications. La figure 2.3 présente différentes applications de ce standard de communications.

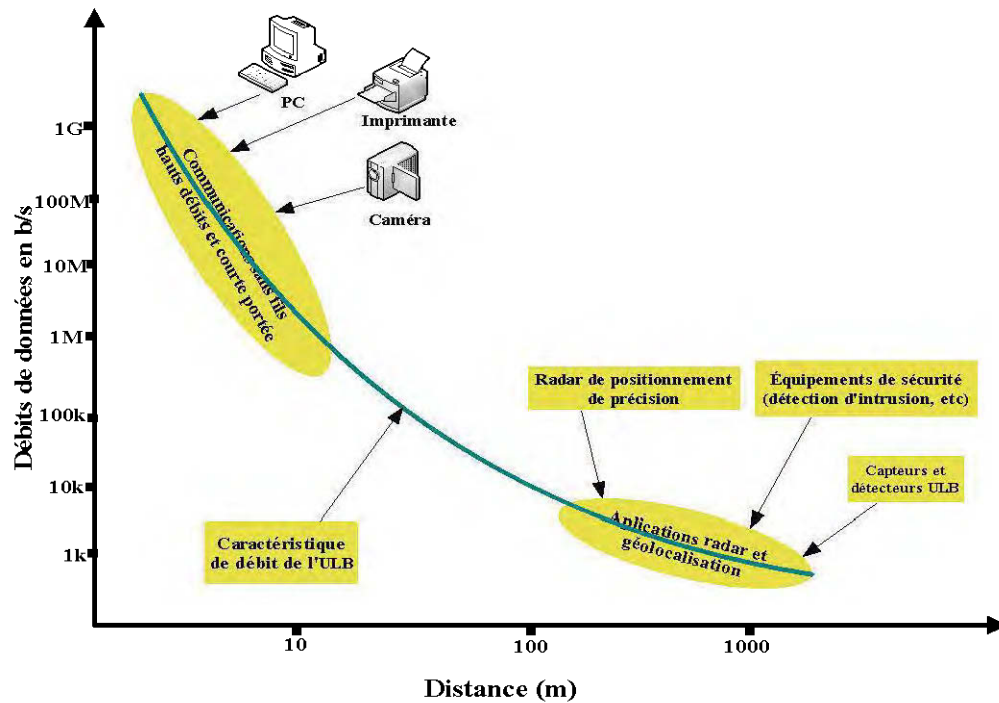


Figure 2-3: Différentes applications de l'UWB [4].

Tout d'abord, l'UWB permet des débits très élevés avec une très faible puissance émise et une portée limitée, ce qui conduit à des applications bien adaptées pour le standard WPAN. La connexion de périphériques sans câble va permettre la facilité d'utilisation des ordinateurs personnels (PC) et les ordinateurs portables. La transmission à haut débit de données entre les ordinateurs et les appareils électroniques comme les appareils photo numériques, caméras vidéo, lecteurs MP3, téléviseurs, enregistreurs vidéo personnels, automobiles et des lecteurs DVD permettront une nouvelle expérience dans les loisirs domestiques personnels. La Figure 2.4 montre un ensemble d'appareils électroniques qui pourrait faire partie d'un réseau UWB.



Figure 2.4. Composantes possibles pour un réseau UWB.

Deuxièmement, les réseaux de capteurs peuvent également utiliser la technologie UWB. En effet, le réseau de capteurs est composé d'un grand nombre de nœuds dans une zone géographique. Les principales exigences pour les réseaux de capteurs sont le faible coût, la faible puissance et la multifonctionnalité, ce qui peut être bien garanti en utilisant la technologie UWB [1, 5,6].

Troisièmement, le positionnement et le suivi sont des autres propriétés uniques de l'UWB. En raison de ses caractéristiques, l'UWB est une excellente solution pour la localisation à l'intérieur avec plus de précision qu'un système GPS. Avec un mécanisme de suivi avancé, les objets mobiles peuvent être localisés, dans un environnement intérieur, avec une précision de quelques centimètres [6,7]. Les systèmes UWB peuvent fonctionner dans des situations complexes pour obtenir rapidement et efficacement une communication entre usagers. Ils peuvent également être utilisés pour trouver des personnes ou des objets dans une multitude de situations, comme les accidents dans un bâtiment effondré après un tremblement de terre, des enfants perdus dans un centre commercial, des touristes blessés dans une région éloignée, les pompiers dans un bâtiment en feu, des mineurs perdus dans une mine écroulée, etc.

Enfin, l'UWB peut être utilisée pour des applications radar et d'imagerie. Elle peut également être utilisée dans les applications militaires pour localiser les objets ennemis derrière des obstacles sur un champ de bataille. Dans les cas de situations de secours, un radar UWB pourrait détecter une personne sous les décombres. Il pourrait être utilisé, dans les cas où les systèmes à rayons X ne sont pas désirés, pour faire un diagnostic médical.

Les impulsions UWB de courte durée permettent des estimations des délais très précises, permettant de concevoir des radars à haute définition. Avec cette haute précision, on pourrait visionner des systèmes anticollisions [6]. Ces systèmes peuvent également améliorer le déploiement de coussins gonflables et adapter la suspension et le système de freinage selon les conditions routières. Par ailleurs, les radars UWB des véhicules sont également utilisés pour détecter l'emplacement et le mouvement des objets à proximité d'un véhicule.

2.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation succincte de la technologie UWB afin de préciser le contexte dans lequel le mémoire de cette maîtrise s'est effectué.

L'UWB est une technologie dont les propriétés sont applicables dans plusieurs domaines. Nous avons, entre autres, cité le débit important ainsi que la bonne précision dans la localisation.

Pour déployer cette technologie dans un environnement, il est nécessaire de maîtriser le canal de propagation.

CHAPITRE 3

CANAL DE PROPAGATION ET MESURES

3.1 Canal de propagation

Introduction

La connaissance précise du canal de propagation et de ses interactions avec l'environnement est nécessaire pour le fonctionnement optimal d'un système de communication. Un signal émis dans le canal s'y propage et subit les effets du canal.

3.1.1 Propagation des ondes

Les ondes électromagnétiques se propagent dans un canal de propagation et sont affectées par divers phénomènes. Les principaux phénomènes affectant une onde qui se propage dans un environnement sont la réflexion, la réfraction, la diffraction, la diffusion et l'effet de guide d'onde.

- **Réflexion :** La réflexion est observée lorsqu'une onde rencontre un obstacle de dimension supérieure à la longueur d'onde du signal. Cette réflexion peut être spéculaire ou diffuse. La réflexion spéculaire apparaît lorsque deux milieux différents sont séparés par une surface de dimensions très supérieures à la longueur d'onde du signal et dont les irrégularités sont très petites par rapport à celle-ci. Par contre, dans le cas d'une surface à irrégularités aléatoires, on parle de réflexion diffuse.

- **Réfraction** : La réfraction est observée lorsqu'une onde traverse un mur, une cloison, etc. L'onde qui traverse ces obstacles subit un affaiblissement de puissance et est déviée dans une autre direction.
- **Diffraction** : Lorsqu'une onde rencontre la pointe d'un obstacle ou une arête, elle subit une diffraction. Selon le principe de Huygens, toute arête ou pointe se comporte comme une nouvelle source rayonnant l'énergie dans presque toutes les directions de l'espace. La diffraction fait apparaître un changement de direction de propagation.
- **Diffusion** : La diffusion a lieu lorsqu'une onde se propage vers des surfaces de dimensions du même ordre de grandeur ou plus petites que la longueur d'onde. Chaque irrégularité va créer une onde diffractée.
- **Guidage d'ondes** : L'effet de guidage apparaît dans un couloir, dans un tunnel, une galerie souterraine. Ici, les ondes se propagent suivant la direction du guide.

Les ondes émises lors d'une communication radio subissent généralement une combinaison de ces divers phénomènes. De ce fait, l'onde émise est divisée en plusieurs faisceaux. Le signal reçu est une somme de tous les trajets arrivants au récepteur. Cette somme peut entraîner des interférences destructrices ou constructrices. Celle-ci est également responsable des fluctuations observées sur le signal reçu. Ces conditions engendrent la propagation par trajets multiples. La configuration des trajets multiples change et provoque des évanouissements profonds sur la puissance reçue. Les paramètres d'un canal de propagation sont donc :

- L'atténuation de la puissance due à la distance
- Les variations d'amplitude dues aux obstacles sur le trajet
- Les variations d'amplitude et de phase dues aux trajets multiples.

Le canal de propagation peut être représenté comme un filtre linéaire variant dans le temps en fonction de la distorsion de phase introduite par les trajets multiples.

3.1.2 Caractérisation d'un canal de propagation

3.1.2.1 Représentation du canal de propagation

Un signal subit lors de la propagation des effets du canal de propagation avant d'atteindre l'antenne réceptrice. Un canal statique peut être considéré comme un filtre linéaire invariant dans le temps avec une réponse impulsionnelle $h(\tau)$ lorsque celui-ci ne varie pas ou très peu au cours du temps. Lorsqu'il varie dans le temps, à cause de la mobilité des récepteurs, des transmetteurs de l'environnement, le filtre équivalent sera variable au cours du temps.

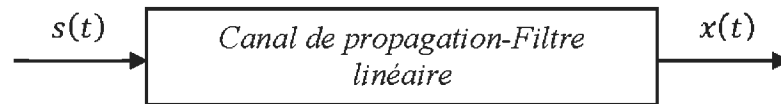


Figure 3-1: Canal de propagation

Les signaux émis et reçus en bande de base sont reliés par la convolution suivante :

$$x(t) = h(t, \tau) \otimes s(t) \quad (3.1)$$

avec

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k(t) s(t - \tau_k) e^{j\theta_k} \quad (3.2)$$

où a_k , τ_k , θ_k sont respectivement l'amplitude, le retard et la phase du $k^{\text{ième}}$ trajet, N est le nombre de trajets dans le canal de propagation.

En combinant les équations (3.1) et (3.2), la réponse impulsionnelle du filtre variant au cours du temps s'écrit :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k(t) \delta(t - \tau_k) e^{j\theta_k} \quad (3.3)$$

où a_k, τ_k, θ_k représentent respectivement l'amplitude, le retard et la phase du $k^{\text{ième}}$ trajet, N est le nombre de trajets dans le canal de propagation.

Dans le cas de la caractérisation spatiale du canal, le paramètre angle d'arrivée en azimut est ajouté afin de tenir compte de la dépendance du canal en fonction des angles d'arrivée.

La réponse impulsionnelle devient alors :

$$h(\tau, t, \varphi) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \delta(\varphi - \varphi_k) e^{j\theta_k} \quad (3.4)$$

La relation entre $h(\tau, t)$ et $h(\tau, t, \varphi)$ est donnée par [8]:

$$h(\tau, t) = \int_0^{2\pi} h(\tau, t, \varphi) \cdot g(\varphi) d\varphi \quad (3.5)$$

où $g(\varphi)$ est le diagramme de rayonnement complexe de l'antenne.

3.1.2.2 Réponse d'un canal de propagation

Le canal de propagation est modélisé par un filtre linéaire variant au cours du temps. Ce filtre est entièrement représenté par sa réponse impulsionnelle complexe en bande de base $h(\tau, t, \varphi)$. La réponse impulsionnelle complexe permet d'étudier complètement les effets du canal à double dépendance en temps et en retard.

Du fait de la possibilité d'effectuer des études en fréquences et en fréquence Doppler, quatre représentations sont disponibles. Elles ont été décrites par BELLO [9] :

- **Description fréquentielle : Fonction bi-fréquentielle** — $G(f, \nu, \varphi)$

La fonction d'étalement Doppler $G(f, \nu, \varphi)$ permet d'identifier directement des décalages en fréquence et elle est utilisée pour la caractérisation de la sélectivité en fréquence du canal. La fonction $G(f, \nu, \varphi)$ est reliée à la réponse impulsionnelle par des transformations de Fourier :

$$G(f, \nu, \varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t, \varphi) e^{-j2\pi f\tau} e^{-j2\pi\nu t} dt d\tau \quad (3.6)$$

La fonction $G(f, \nu, \varphi)$ est reliée au spectre du signal reçu et celui du signal émis :

$$X(f, \varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f - \nu, \varphi) G(f, \nu, \varphi) d\nu \quad (3.7)$$

Les fonctions $S(f, \varphi)$ et $X(f, \varphi)$ sont respectivement les représentations fréquentielles de Fourier de $s(t)$ et $x(t)$; ν est le décalage Doppler.

• **Description temps- fréquentielle : Fonction de transfert - $H(f, t, \varphi)$**

Cette fonction permet, comme la fonction $G(f, \nu, \varphi)$, d'étudier la sélectivité en fréquence du canal de propagation. Si le signal d'entrée $s(t)$ est sinusoïdal de fréquence f_0 , l'étude de la fonction $H(f, t, \varphi)$ sur une faible largeur de bande permet de caractériser les effets des trajets multiples comme des affaiblissements temporels ou spatiaux.

La fonction $H(f, t, \varphi)$, appelée fonction de transfert du canal, est la transformée de Fourier directe de $h(\tau, t, \varphi)$.

$$H(f, t, \varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t, \varphi) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.8)$$

La mesure de $H(f, t, \varphi)$ est très utilisée pour la caractérisation intérieure.

• **Description retard- Doppler : Fonction de diffusion - $D(\tau, \nu, \varphi)$**

La fonction $D(\tau, \nu, \varphi)$ est reliée à la réponse impulsionnelle comme suit :

$$D(\tau, \nu, \varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t, \varphi) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (3.9)$$

La représentation (τ, ν, φ) dans l'espace retard — décalage Doppler, est très utile lors d'une analyse physique. En effet, cette fonction permet de suivre l'évolution des différents trajets de propagation pour un mobile se déplaçant à une vitesse constante.

Représentation des quatre fonctions :

Le canal de propagation peut être représenté par quatre fonctions $h(\tau, t, \varphi)$, $H(f, t, \varphi)$, $G(f, \nu, \varphi)$ et $D(\tau, \nu, \varphi)$. Ces quatre fonctions sont dépendantes de l'angle d'arrivée et elles sont inter reliées par les transformées directe ou inverse de Fourier.

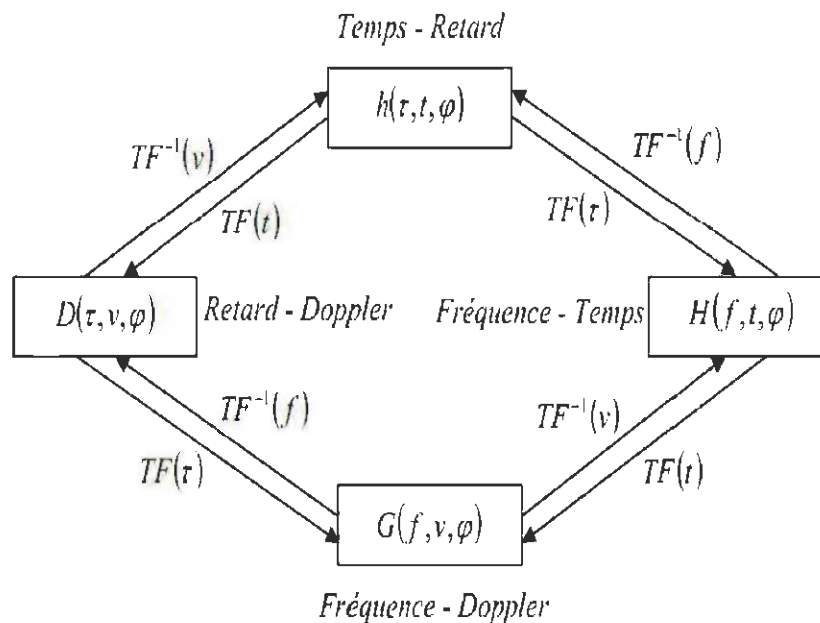


Figure 3-2: Diagramme de BELLO

Dans la pratique, pour caractériser un canal de propagation, une autre approche consiste en l'étude des moments des processus aléatoires à partir des fonctions d'autocorrélation. Pour simplifier les études dans ce cas, deux hypothèses du canal stationnaire au sens large (WSS-Wide Sense Stationary) et du canal de dispersion non corrélé (US-Unrelated Scattering) ont été proposées. L'hypothèse de stationnarité au sens large implique que les paramètres statistiques du canal sont invariants dans le temps et dépendent seulement de l'écart de temps entre deux observations. L'hypothèse de dispersion non corrélée implique que la fréquence absolue n'intervient pas dans l'expression du canal. Les détails de cette approche sont présentés dans [9].

Caractériser le canal de propagation consiste à mesurer l'une des fonctions de BELLO décrites ci-dessus. Ayant obtenu l'une d'elles, les autres seront obtenues par transformation de Fourier. À partir des mesures de l'une de ces quatre fonctions, les paramètres caractéristiques du canal de propagation sont déterminés, permettant ainsi de caractériser le canal.

3.2 Différents types de modélisation

La caractérisation d'un canal de propagation nécessite l'utilisation de modèles adaptés. Deux méthodes de caractérisation du canal sont proposées : les caractérisations statistiques et les modélisations déterministes.

3.2.1 Modélisation statistique

Les modèles statistiques reproduisent le comportement probable du canal de propagation dans un type d'environnement donné. Ils se basent sur un grand nombre de mesures, à partir desquelles chaque paramètre du modèle est défini par une loi statistique. Ces modèles permettent une génération pratique de différentes réalisations de réponses impulsionnelles, mais il n'existe pas toujours un consensus scientifique sur les lois à adopter.

La caractérisation statistique du canal de propagation consiste en l'extraction des paramètres du canal à partir de signaux issus de campagnes de mesures. Cette méthode permet de relier le comportement de certaines variables du canal de propagation et des lois statistiques. La validité d'un modèle statistique dépend de la quantité et surtout de la fiabilité des données initiales qui ont servi à l'établir. Cette caractérisation statistique permet de générer en pratique des réponses impulsionnelles, mais il n'existe pas non plus de consensus scientifique sur les lois à adopter. Les modèles statistiques sont utilisés pour tester les performances des systèmes de communication.

3.2.2 Modélisation déterministe

La caractérisation déterministe est généralement assimilée à l'utilisation d'un outil de simulation qui permet de prédire le signal reçu pour une liaison donnée. Les signaux utilisés pour la caractérisation statistique sont issus de la caractérisation déterministe. Néanmoins, ceux-ci doivent être suffisamment représentatifs de la réalité. En effet, une caractérisation déterministe est une opération qui consiste à imiter une campagne de mesures. Ici, on s'affranchit des infrastructures et des conditions expérimentales qui, parfois, sont des facteurs gênants et limitatifs.

Des résultats obtenus, une validation est nécessaire afin de s'assurer de la justesse des signaux générés et des résultats obtenus. Cette validation est donc faite à partir de campagnes de mesures. La caractérisation déterministe utilise donc des mesures comme élément de validation principal.

Un outil de simulation du canal de propagation sera considéré comme fiable si les signaux prédits sont assez proches de ceux obtenus par la mesure. Quelle que soit la caractérisation réalisée, la validation avec les mesures peut aussi être faite en comparant des paramètres caractérisant le canal tel que les pertes de puissance, la dispersion temporelle, le taux RMS, etc.

3.2.3 Modèles de canal radio UWB

Afin de simuler et de dimensionner un système de communication, les modèles de canal de propagation sont les éléments les plus pertinents à prendre en compte. Ces modèles ont pour objectif principal de reproduire le plus fidèlement possible le comportement du canal de propagation. Pour un environnement spécifique, plusieurs modèles de canal existent. Certains modèles de canal ne s'intéressent qu'à la perte de puissance, tandis que d'autres auront pour but de prédire les paramètres temporels.

Depuis le début de la normalisation de l'UWB, plusieurs modèles de canal UWB ont été proposés et nous présenterons dans la suite les principaux modèles.

Comme évoqués plus haut, deux types de modèles existent : les modèles statistiques et les modèles déterministes.

3.2.3.1 Modèle Saleh et Valenzuela

Dans le cas de transmission des signaux à bande étroite, le canal est souvent modélisé comme un bruit blanc additif gaussien. En réalité, le milieu de propagation est beaucoup plus complexe, particulièrement dans le cas des transmissions UWB. Beaucoup de recherches et d'observations faites en bibliographie, notamment ceux élaborés dans [10-12], ont montré que le canal de propagation UWB est constitué d'une multitude d'obstacles et de réflecteurs perturbant la propagation du signal. En plus, l'observation des mesures faites pour les réponses impulsionnelles indique que les rayons arrivent en clusters, c'est à dire en groupes (Figure 3.3).

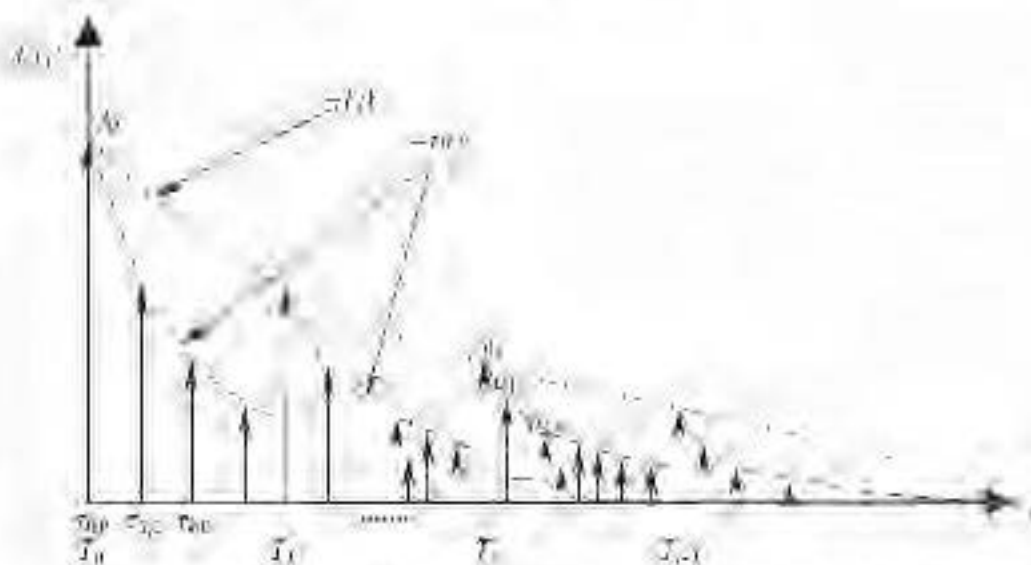


Figure 3-3. Illustration d'un modèle de réponse impulsionnelle en forme de clusters

Saleh et Valenzuela ont proposé un modèle caractérisant un canal de propagation radio [13] qui a été adopté pour la normalisation de l'UWB.

Dans ce modèle, la réponse impulsionnelle du canal de propagation est modélisée sous la forme d'une somme discrète de rayons individuels. Chaque rayon correspond à

un trajet de propagation et est constitué de son amplitude et de son retard. Ces rayons sont regroupés pour former un ensemble précis et sont appelés cluster. La représentation de cette réponse impulsionnelle est présentée à la figure 3.3. La réponse impulsionnelle est donnée par la relation :

$$h(t) = \sum_{L=0}^L \sum_{k=0}^K \beta_{k,L} e^{j\theta_{k,L}} \delta(t - T_L - \tau_{k,L}) \quad (3.10)$$

Avec L le nombre de clusters, K le nombre de rayons dans un cluster, T_L l'instant d'arrivée du l^{e} cluster, $\beta_{k,L}$, $\theta_{k,L}$ et $\tau_{k,L}$ sont l'amplitude, la phase et l'instant d'arrivée associés au k^{e} rayon à l'intérieur du l^{e} cluster.

3.2.3.1.1 Instants d'arrivée des clusters et des rayons

Pour déterminer les instants d'arrivée des clusters et des rayons, on considère que ceux-ci sont des événements indépendants. À partir de cette remarque, on a estimé que le nombre de rayon et de cluster suit un processus de Poisson de paramètre $1/\lambda$. La représentation du profil de puissance est donnée par la figure 3.4.

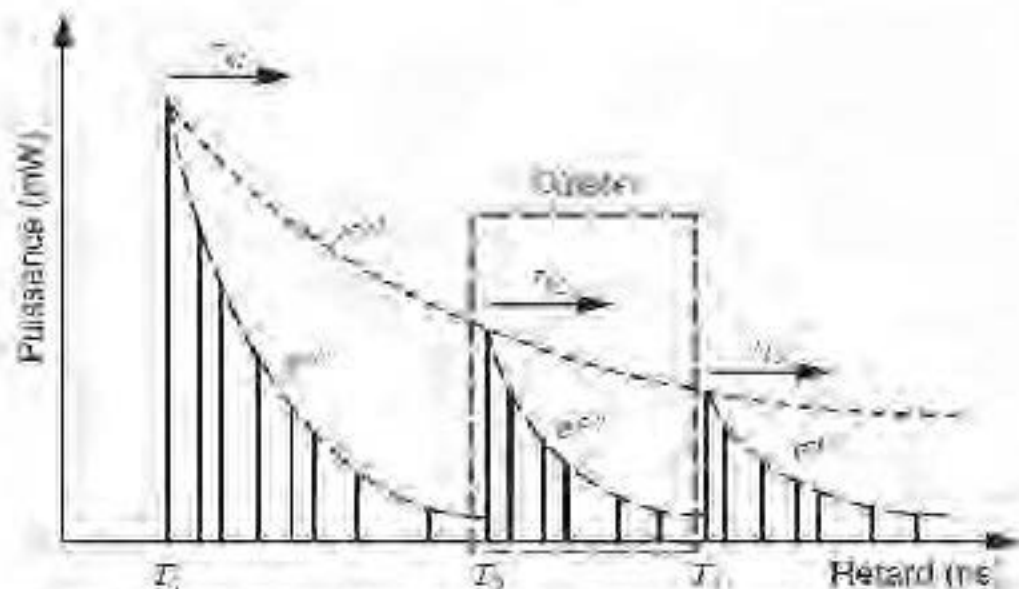


Figure 3-4. Profil puissance retard selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.

Les instants séparant l'arrivée de deux clusters consécutifs suit une loi exponentielle de paramètre Λ .

$$p(T_l/T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (3.11)$$

Le nombre des rayons dans un cluster est également déterminé par un processus de Poisson. Les rayons suivent aussi une loi exponentielle de paramètre λ .

$$p(\tau_{k,l}/\tau_{k-1,l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})} \quad (3.12)$$

Les durées moyennes entre deux clusters et deux rayons valent $\frac{1}{\Lambda}$ et $\frac{1}{\lambda}$ respectivement.

3.2.3.1.2 Amplitude des rayons

L'amplitude des rayons est décrite par la variable aléatoire $\beta_{k,l}$ et elle suit la loi de Rayleigh.

La puissance moyenne des clusters (respectivement des rayons intra cluster) suit une décroissance exponentielle de constante de temps Γ (respectivement γ).

Le profil de puissance est donné par la relation :

$$P_h(0, \tau) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \beta_{k,l}^2 \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.13)$$

L'amplitude des rayons du profil de puissance suit une loi de décroissance exponentielle suivante :

$$\beta_{k,l}^2 = \beta_{1,1}^2 e^{-\frac{T_l - T_1}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}} \quad (3.14)$$

Ce modèle a ensuite été utilisé pour développer un modèle de canal appelé Modèle Cassioli-Win-Molisch [14,15].

3.2.3.2 Modèle Cassioli-Win-Molisch

Ce modèle [14,15] a été l'un des premiers modèles statistiques proposés décrivant un canal de propagation UWB. Ce travail a été réalisé conjointement par trois équipes de recherche en Europe et aux États-Unis. Pour réaliser ce modèle, plusieurs campagnes de mesures ont été menées dans des bureaux. La largeur du spectre considérée était d'environ 1 GHz. Avec ces mesures, plus de 680 réponses impulsionnelles ont été enregistrées et utilisées.

Le modèle Cassioli-Win-Molisch se base sur une discrétisation de l'échelle des retards avec un incrément de $\Delta\tau = 2\text{ns}$. Toute la puissance de la réponse impulsionnelle contenue entre les retards $k\Delta\tau$ et $(k+1)\Delta\tau$ est intégrée, et on considère donc qu'un rayon est présent pour chaque retard $k\Delta\tau$. Ceci correspond à un taux d'arrivée des rayons $\lambda = \frac{1}{\Delta\tau}$. La puissance de chaque rayon suit une décroissance exponentielle avec un seul cluster. En suivant le formalisme de Saleh et Valenzuela, le profil de puissance peut s'écrire sous la forme :

$$P_h(0, \tau) = \sum_{k=1}^L \beta_k^2 \delta\left(\tau - \frac{d}{c} - (k-1)\Delta\tau\right) \quad (3.15)$$

où d indique la distance entre l'émetteur et le récepteur.

La décroissance exponentielle du PDP est caractérisée par le coefficient, γ mais le modèle introduit un coefficient supplémentaire r pour tenir compte d'une atténuation significative entre le 1^{er} et le 2^e rayon.

Dans ce modèle, les pertes de puissance sont caractérisées par la loi suivante :

$$PL(d) = \begin{cases} PL(d_0) + 20.4 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(d) & d \leq 11m \\ PL(d_0) - 56 + 74 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(d) & d > 11m \end{cases} \quad (3.16)$$

Les évanouissements rapides liés aux déplacements de l'antenne sont caractérisés par une distribution de l'amplitude des rayons suivant une loi de Nakagami. Le

paramètre m de cette loi diminue avec le retard pour s'approcher de 1 pour les derniers rayons du profil de puissance, où l'amplitude des rayons suit une loi de Rayleigh.

3.2.3.3 Modèles IEEE 802.15

Le groupe de travail IEEE 802.15 a commandité un modèle de canal UWB auprès des universitaires et des industriels afin de fournir un cadre lors de la normalisation de cette technologie. Au terme de ces travaux, deux modèles ont émergé : l'un pour les applications haut débits à courte portée en intérieur (modèle IEEE 802.15.3a), et l'autre pour les applications à plus longue portée en (modèle IEEE 802.15.4a).

3.2.3.3.1 Modèle IEEE 802.15.3a

Ce modèle IEEE 802.15.3a [16] a été développé à partir de plusieurs contributions distinctes réalisées dans des environnements intérieurs résidentiels ou de bureau.

Le modèle proposé un modèle est, à quelques modifications près, le même que celui introduit par Saleh et Valenzuela. En effet, la loi de Rayleigh est remplacée par une loi log-normale qui permettra de s'adapter aux canaux rencontrés par les systèmes UWB.

Quatre jeux de paramètres sont fournis pour modéliser quatre types de canaux :

- CM 1 : correspond à une distance de 0 à 4 m en LOS ;
- CM 2 : correspond à une distance de 0 à 4 m en situation NLOS ;
- CM 3 : correspond à une distance de 4 à 10 m en situation NLOS ;
- CM4 : RMS delay spread (étalement du retard) égal à 25 ns pour une configuration NLOS avec un nombre et une densité de rayons très importants.

Les paramètres de ce modèle sont donnés dans le tableau 3-1 suivant.

Tableau 3-1 : Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a

	CM1	CM2	CM3	CM4
$\Lambda(1/ns)$	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda(1/ns)$	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma(ns)$	7.1	5.5	14	24
$\gamma(ns)$	4.3	6.7	7.9	12
$\sigma_1(dB)$	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_2(dB)$	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941

Dans ce modèle, l'atténuation du canal se base sur une approche théorique en considérant le coefficient de perte de puissance $n = 2$ pour la visibilité directe, mais rien n'a été dit pour le cas de non visibilité. L'amplitude des rayons est modélisée par une loi log-normale.

Ce modèle est assez complet et a servi comme référence pour des études des systèmes UWB.

3.2.3.3.2 *Modèle IEEE 802.15.4a*

Le modèle IEEE 802.15.3a est incomplet puisqu'il n'est défini que pour des communications intérieures et des distances courtes ($\leq 10 m$). Afin de prendre en compte les communications extérieures et les effets de l'environnement, un autre modèle élargi en fréquence et en environnement a été proposé.

Ce modèle est calqué sur celui du modèle IEEE 802.15.3a et apporte quelques modifications [17]:

- La phase $\theta_{k,l}$ de chaque rayon est uniformément distribuée entre 0 et 180° .
- La perte de puissance n'est plus seulement dépendante de la distance, mais aussi de la fréquence.
- Le nombre moyen \bar{L} des clusters suit une loi de Poisson

- Les instants d'arrivée des rayons dans des clusters suivent une loi de Poisson modifiée. Le modèle propose donc deux taux d'arrivée des rayons par cluster λ_1 et λ_2 , ainsi qu'un paramètre de mixité β .
- Enfin, la décroissance exponentielle de chaque cluster augmente avec le retard. La dépendance du coefficient décroissance exponentielle intracluster du type :

$$\gamma_l = k_\gamma T_l + \gamma_0 \quad (3.17)$$

Avec T_l l'instant d'arrivée du l^e cluster, et k_γ décrit l'augmentation du coefficient γ_l avec le retard.

Dans ce modèle, les variations petite-échelle de l'amplitude des rayons sont modélisées par une loi de Nakagami.

Les modèles IEEE 802.15.4a et IEEE 802.15.3a se différencient par la prise en compte d'une modélisation réaliste des pertes de puissance en fréquence et en distance. Le modèle proposé se veut indépendant des antennes utilisées.

Ce modèle est très complet, mais également très complexe. Plusieurs paramètres sont fournis basés sur des mesures expérimentales pour chaque environnement.

3.2.3.4 Un exemple de modèle déterministe

Les modèles déterministes sont des modèles propres à un environnement donné. Ils permettent de façon réaliste de prédire la propagation du signal dans un environnement à l'aide d'outil de modélisation. Cet outil permet de générer le signal reçu de façon réaliste, en tenant compte de la forme de l'impulsion émise, des antennes d'émission et de réception, des composantes de l'environnement (murs, ameublement, plafonds, etc.) et des phénomènes élémentaires de propagation. L'utilisation d'outil de modélisation en UWB permet de limiter les pertes en puissance

et également permet de conserver l'information de phase. Celle-ci est importante pour la reconstruction des réponses impulsionnelles.

La majorité des outils des modèles déterministes proposés pour un canal UWB sont basés sur une utilisation conjointe de l'optique géométrique (OG) et la théorie uniforme de la diffraction (TUD) combinée avec une utilisation des techniques de détermination de rayons.

La contrainte la plus importante dans ce type de modélisation réside dans le temps de calcul. Il est relié au nombre de multitrajets considérés et à la finesse de description de l'environnement. Un compromis doit être trouvé entre temps de calcul et précision du résultat. D'autre part, chaque phénomène élémentaire, comme la réflexion ou la transmission à travers un mur, doit être modélisé de façon très précise.

Des modèles déterministes du canal UWB à base de lancer ou tracé de rayons ont été proposés par des entreprises et des universitaires, entre autres Siradel, Microsoft, NEC Corporation et l'INSA de Rennes [18-21]. L'université de central Florida (États-Unis) a proposé un modèle déterministe utilisant la méthode FDTD [22].

Notons pour terminer qu'il existe des modèles hybrides constitués des modèles statistiques et des modèles déterministes. Ainsi, l'Institut für Mobil-und Satellitenfunktechnik, Kamp-Linfort, (IMST) en Allemagne a proposé une modélisation statistique du profil de puissance en ligne de vue, capable de reproduire des variations spatiales cohérentes [23]. Ce modèle est proche du modèle IEEE 802.15.3a, mais le retard associé à chaque cluster est défini par un tracé de rayons très simple tenant compte des six murs de la pièce considérée.

3.3 Paramètres de caractérisation du canal de propagation

Pour connaître les paramètres d'un canal de propagation, une analyse de réponses fréquentielles ou impulsionnelles est faite. Nous présenterons dans la suite les principaux paramètres d'un canal de propagation. Pour les obtenir, l'hypothèse WSSUS est présumée.

3.3.1 Pertes de puissance

Les pertes de puissance, pour une position donnée, sont déterminées directement à partir de la moyenne de la fonction de transfert $H(f, t)$ dans la bande de fréquence mesurée.

$$P_{(dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{N} \sum_0^{N-1} |H(f, t)|^2 \right) \quad (3.18)$$

Plusieurs travaux ont montré que les pertes moyennes d'une liaison augmentent de manière logarithmique avec la distance [24, 25, 26]. Le modèle des pertes de puissance moyenne est une fonction de la distance d entre les antennes d'émission et de réception.

$$\bar{P} = P_0 \cdot \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (3.19)$$

$$\text{soit en dB } \overline{P_{dB}} = P_{0(dB)} + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)$$

où P_0 est l'atténuation liée à une distance de référence d_0 .

n est l'exposant d'atténuation moyenne du canal de propagation. Ce paramètre n dépend de l'environnement et varie entre 1.5 et 6 (Tableau 3.2).

Tableau 3-2: Paramètre n en fonction de l'environnement

Environnement	n
Espace libre	2
Virginia Tech (Mine)	De 1.6-1.8 (LOS)
AT&T(Résidentiel)	1.7/3.5 (LOS/NLOS)
France Telecom	1.5/2.5 (LOS/NLOS)
Time Domain	2.1 (LOS/NLOS)
Cassioli/Molisch/Win	2.04 ($d \leq 11m$)
Mine souterraine	1.99(LOS)
Intel (Résidentiel)	1.7/4.1 (LOS/NLOS)

3.3.2 Dispersion temporelle — Bande de cohérence

3.3.2.1 Dispersion temporelle

L'influence des trajets multiples du canal de propagation sur un système de transmission est évaluée par la caractérisation large bande sur une bande infinie. Dans la réponse impulsionnelle, chaque trajet est représenté par un pic. Avec des retards relatifs de l'ordre de la durée d'un symbole, les phénomènes de trajets multiples entraînent des interférences entre les symboles. Quant aux retards, il existe trois paramètres nous permettant d'estimer le débit maximal de communication :

- Moyenne des retards (Mean excess delay) : $\bar{\tau}$
- L'écart type des retards (RMS delay spread) : τ_{RMS}
- Retard maximal (Excess delay spread).

À partir de la réponse impulsionnelle, le retard est considéré comme une variable aléatoire ayant une densité de probabilité de la forme [25] :

$$p(\tau) = \frac{|h(\tau)|^2}{\int_0^{+\infty} |h(\tau)|^2 d\tau} \quad (3.20)$$

Le temps moyen des retards $\bar{\tau}$ est calculé comme suit :

$$\bar{\tau} = \int_0^{+\infty} \tau \cdot p(\tau) d\tau = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.21)$$

La dispersion temporelle τ_{RMS} traduit l'étalement de la réponse impulsionnelle. Elle s'exprime comme :

$$\begin{cases} \tau_{RMS} = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \\ \tau^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \end{cases} \quad (3.22)$$

Le retard maximal τ_{max} (Maximum excess delay) pour X dB est le retard dans lequel l'énergie des trajets multiples chute de X dB par rapport à l'énergie maximale.

$$\tau_{max} = \tau_X - \tau_0 \quad (3.23)$$

où τ_X est le retard maximal dans lequel l'énergie chute de X dB, τ_0 est le retard du premier trajet.

3.3.2.2 Bande de cohérence

La bande de cohérence d'un canal de propagation B_C est la mesure d'une bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation est considéré comme plat. B_C est obtenue par une auto corrélation de la réponse fréquentielle complexe $H(f, t)$.

$$R(\Delta f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, t) \cdot H^*(f + \Delta f, t) df \quad (3.24)$$

H^* est le conjugué de H .

La bande de cohérence du canal est définie par la valeur de la corrélation $R(\Delta f, t)$ pour un certain pourcentage à 50 %, 70 %, ou 90 % de la valeur maximale de corrélation. La bande de cohérence B_C peut être calculée à partir de la réponse impulsionnelle, mais généralement on utilise les relations mathématiques suivant le facteur de corrélation:

$$\left. \begin{array}{l} B_C \approx \frac{1}{50 \cdot \tau_{RMS}} \quad \text{si le facteur de corrélation est égal à 0.9} \\ B_C \approx \frac{1}{5 \cdot \tau_{RMS}} \quad \text{si le facteur de corrélation est égal à 0.5} \end{array} \right\} \quad (3.25)$$

Si la bande du signal émis est supérieure à la bande de cohérence, le canal est sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, le canal est non sélectif en fréquence. La bande de fréquence nous permet en outre de savoir si notre système de communication peut travailler avec des égaliseurs.

3.3.3 Décalage Doppler et Temps de cohérence

Le décalage Doppler et le temps de cohérence sont des paramètres qui décrivent la variation temporelle d'un canal dans une toute petite région. Ces paramètres sont dus au déplacement des transmetteurs ou des obstacles dans l'environnement de propagation.

3.3.3.1 Décalage Doppler

Le décalage Doppler est défini comme la bande de fréquence où le spectre Doppler reçu est essentiellement non nul. Il est égal à deux fois la fréquence Doppler maximale.

$$B_D = 2 \cdot f_{D,max} = 2 \cdot f_0 \cdot \frac{v}{c} \quad (3.26)$$

avec f_0 fréquence centrale du signal

3.3.3.2 Temps de cohérence

Le temps de cohérence T_C d'un canal de propagation est la durée pendant laquelle le canal peut être considéré invariant. Autrement dit, c'est la durée pendant laquelle les caractéristiques du canal restent quasiment constantes. Il quantifie la similarité de la réponse du canal à différents instants.

Lorsque le temps de cohérence T_C est supérieur au temps symbole T_S , le canal subit des évanouissements lents (slow fading), dans le cas contraire, le canal subit des évanouissements rapides (fast fading). Le temps de cohérence peut être lié au décalage Doppler par l'une des trois relations suivantes [25]:

$$T_C \approx \frac{1}{B_D} = \frac{1}{2 \cdot f_{D,max}} \quad (3.27)$$

$$T_C = \frac{9}{16\pi \cdot B_D} \quad (3.28)$$

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi}} \cdot \frac{1}{B_D} = \frac{0.423}{B_D} \quad (3.29)$$

3.3.4 Caractérisation angulaire

La caractérisation d'un canal de propagation n'est pas seulement temporelle. Lorsque les directions d'arrivée des signaux sont utilisées pour caractériser un canal, on parle de caractérisation spatiale ou angulaire du canal. Les paramètres de la caractérisation angulaire sont déterminés à partir de la distribution angulaire de puissance de trajets multiples $p(\varphi)$. Le calcul de ceux-ci se base sur les coefficients complexes de Fourier de $p(\varphi)$:

$$F_n = \int_0^{2\pi} P(\varphi) \cdot e^{jn\varphi} d\varphi \quad (3.30)$$

avec F_n n^{ième} coefficient complexe de Fourier de $p(\varphi)$.

Les paramètres de la caractérisation angulaire sont: la dispersion angulaire, la Constriction angulaire Direction azimutale des évanouissements maximums.

3.3.4.1 Dispersion angulaire

La dispersion angulaire Λ est calculée par [27]:

$$\Lambda = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{|F_0|^2}} \quad (3.31)$$

avec $F_n = \int_0^{2\pi} p(\varphi) \cdot e^{jn\varphi} d\varphi$ est le n^{ième} coefficient complexe de Fourier de $p(\varphi)$ qui représente la distribution angulaire de la puissance des trajets multiples.

Il est également à noter la dispersion angulaire peut se calculer différemment et comme le taux RMS, il est caractérisé par l'écart type angulaire φ_{RMS} . φ_{RMS} est calculé par l'expression suivante [27]:

$$\varphi_{RMS} = \sqrt{\overline{\varphi^2} - \bar{\varphi}^2} \quad (3.32)$$

avec

$$\bar{\varphi} = \frac{\sum_k p(\varphi_k) \varphi_k}{\sum_k P(\varphi_k)} \quad \text{et} \quad \overline{\varphi^2} = \frac{\sum_k p(\varphi_k) \varphi_k^2}{\sum_k P(\varphi_k)}$$

φ_k et $P(\varphi_k)$ sont la direction d'arrivée et la puissance du $k^{\text{ième}}$ trajet respectivement.

3.3.4.2 Constriction angulaire

La constriction angulaire mesure comment les trajets multiples se concentrent sur deux directions azimutales. Elle se définit ainsi :

$$\gamma = \frac{|F_0 F_2 - F_1^2|}{F_0^2 - |F_1|^2} \quad (3.33)$$

Les valeurs possibles de γ comprises entre 0 et 1.

3.3.4.3 Direction azimutale des évanouissements maximums

Le troisième paramètre correspond à la direction dans laquelle un utilisateur obtient le taux maximum d'évanouissement. Il est défini par :

$$\theta_{max} = \frac{1}{2} \arg\{F_0 F_2 - F_1^2\} \quad (3.35)$$

3.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les généralités d'un canal de propagation. Nous y avons défini quelques paramètres de caractérisation d'un canal de propagation notamment les phénomènes physiques liés à la propagation en espace libre. Pour caractériser le canal de propagation UWB, deux méthodes de modélisation sont présentées dans la littérature : les modèles statistiques basés sur un grand nombre de mesures expérimentales et les modèles déterministes qui reproduisent les phénomènes de propagation dans un environnement prédéterminé. Nous avons présenté quelques modèles utilisés lors de la normalisation de l'UWB. Nous nous sommes attardés sur la description des modèles de Casoli-Win et Molisch et aussi sur les modèles IEEE 802.15.

Enfin, nous avons mis en lumière quelques paramètres caractéristiques d'un canal de propagation UWB. En déterminant ces paramètres, nous sommes capables de caractériser complètement un canal de propagation.

Chapitre 4

TECHNIQUES ET SYSTÈMES DE MESURES

4.1 Techniques de mesure

La caractérisation d'un canal de propagation s'effectue par la mesure de la propagation dans le milieu considéré. Cette mesure permet d'obtenir des données expérimentalement. Ces données serviront à la base pour déterminer les paramètres du canal (perte de puissance, le taux RMS, la bande de cohérence, etc.).

Pour obtenir la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$, on envoie à l'entrée du système une fonction de Dirac $\delta(t)$ et en sortie, on obtient la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$.

Pratiquement, il est impossible d'obtenir directement la réponse impulsionnelle du canal de propagation, car on a besoin d'une fonction de Dirac idéale. Plusieurs méthodes sont ainsi développées pour mesurer $h(\tau, t)$ d'un canal radio. Deux techniques de mesure sont généralement utilisées pour caractériser un canal de propagation.

Dans le domaine temporel, la caractérisation d'un canal UWB peut être réalisée en mesurant directement la réponse impulsionnelle du canal.

Dans le domaine fréquentiel, elle se fait par la mesure de la réponse fréquentielle du canal. De la réponse fréquentielle obtenue, la réponse impulsionnelle du canal est déterminée grâce à la transformée inverse rapide de Fourier et inversement. Ces deux techniques de mesure sont théoriquement équivalentes.

4.1.1 Les techniques temporelles

Les techniques temporelles permettent d'obtenir directement la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau, t)$. Plusieurs approches sont utilisées. La plus courante pour un canal UWB est l'utilisation d'impulsions directes [28].

4.1.1.1 Technique d'impulsions directes

C'est une technique de mesure qui permet d'obtenir directement la réponse impulsionnelle du canal. Cette méthode consiste en l'émission d'impulsions de très courtes durées de l'ordre de la nanoseconde. Au niveau du récepteur, une acquisition très rapide du signal est nécessaire. Un oscilloscope à échantillonnage numérique (DSO-Digital Sampling Oscilloscope) est généralement utilisé.

Cette technique présente un intérêt particulier pour la mesure du canal UWB. En effet, il existe des générateurs d'impulsions capables d'émettre des signaux directement dans la bande de fréquences définie par la FCC (3,1 GHz - 10,6 GHz). De plus, les sondeurs de canal UWB basés sur cette technique n'ont pas recours à un étage de transposition, ce qui simplifie la mise en œuvre expérimentale.

Elle est illustrée à la figure 4.1.

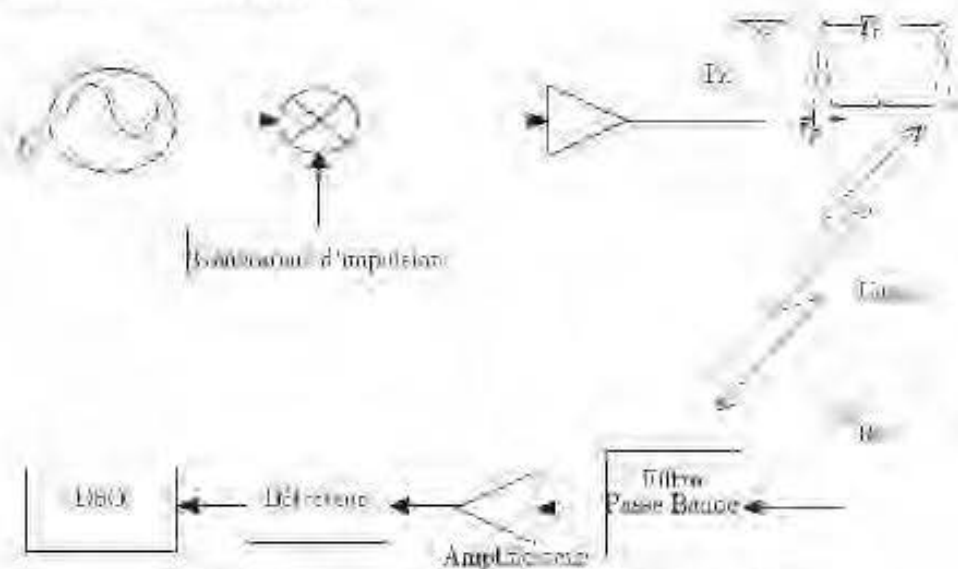


Figure 4-1: technique de mesure par impulsion périodique

L'avantage principal de la technique de sondage par impulsions réside dans son faible temps d'acquisition et la réponse impulsionnelle est récupérée en temps réel. Cette technique est indiquée pour mesurer les variations spatiales ou temporelles du canal.

Cependant, cette méthode comporte également plusieurs défauts. La génération d'impulsions de courte durée nécessite une forte puissance au niveau des amplificateurs et s'ensuivent des périodes d'inactivité. La faible puissance moyenne qui en résulte ne permet pas d'obtenir un bon rapport signal sur bruit rendant cette méthode inadaptée pour des campagnes de mesures sur de grandes distances ou en configuration NLOS. De plus, l'obtention des signaux des voies I et Q nécessite l'utilisation d'un système d'acquisition suffisamment rapide pour suivre les signaux. Enfin, cette technique nécessite une parfaite synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, qui peut être réalisée en reliant ces deux terminaux par un câble.

4.1.1.2 Autres techniques temporelles

D'autres techniques temporelles existent comme la technique de compression d'impulsion ou de corrélation qui consiste à utiliser un bruit blanc pour exciter le canal de propagation et en réception. On calcule alors la corrélation entre la sortie du canal et un bruit blanc retardé temporellement. La réponse impulsionnelle est proportionnelle au résultat du calcul. Une autre technique est la technique par corrélation glissante qui se base sur les propriétés d'auto-corrélation périodique des séquences pseudo aléatoires.

Plusieurs autres techniques temporelles existent dans la littérature [29].

4.1.2 Les techniques fréquentielles

La caractérisation de la propagation dans un canal en large bande dans le domaine fréquentiel consiste à mesurer la réponse fréquentielle du canal [30-34].

Nous présenterons d'abord le principe de cette technique. Par la suite, les avantages et les limitations de cette technique sont aussi analysés.

4.1.2.1 Principe

Le canal de propagation peut être considéré comme un système linéaire variant au cours du temps, caractérisé par sa réponse fréquentielle $H(f, t)$:

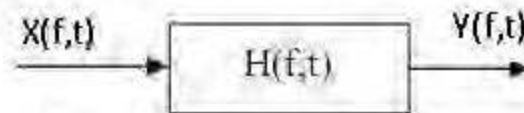


Figure 4-2 : Fonction de transfert du canal

La réponse fréquentielle complexe est mesurée en comparant le signal émis $X(f, t)$ et le signal reçu $Y(f, t)$ dans le domaine fréquentiel:

$$H(f, t) = \frac{Y(f, t)}{X(f, t)} \quad (4.1)$$

L'idée de la technique fréquentielle est de déterminer $H(f, t)$, seulement dans une bande finie de fréquence $W = f_{max} - f_{min}$.

4.1.2.2 Mise en œuvre

La technique fréquentielle est réalisée en balayant pas à pas toute la gamme de fréquences du système de communication à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA-Vector Network Analyser). Les mesures consistent en l'extraction des paramètres de l'analyseur de réseau. Le paramètre S_{21} est celui recherché pour la caractérisation du canal séparant les antennes émettrices et de réceptrices sur la bande de fréquences. En effet, un générateur de signal varie rapidement sur la bande de fréquence W par pas discret Δf . La réponse fréquentielle complexe est obtenue en comparant le signal émis et le signal reçu dans le domaine fréquentiel sur la bande de fréquence choisie. Ces mesures permettent d'accéder à la fonction de transfert $H(f, t)$ du canal (fig. 4.2).

La réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ du canal est obtenue par la transformée inverse de Fourier de la réponse fréquentielle mesurée. L'un des paramètres importants de cette technique est le pas fréquentiel Δf qui est inversement proportionnel au retard

maximum. Ce pas fréquentiel discret Δf correspond à un signal périodique de période $\Delta\tau = \frac{1}{\Delta f}$ dans le domaine temporel.

Pour améliorer la détermination des paramètres temporels du canal, il faudrait choisir Δf suffisamment grand.

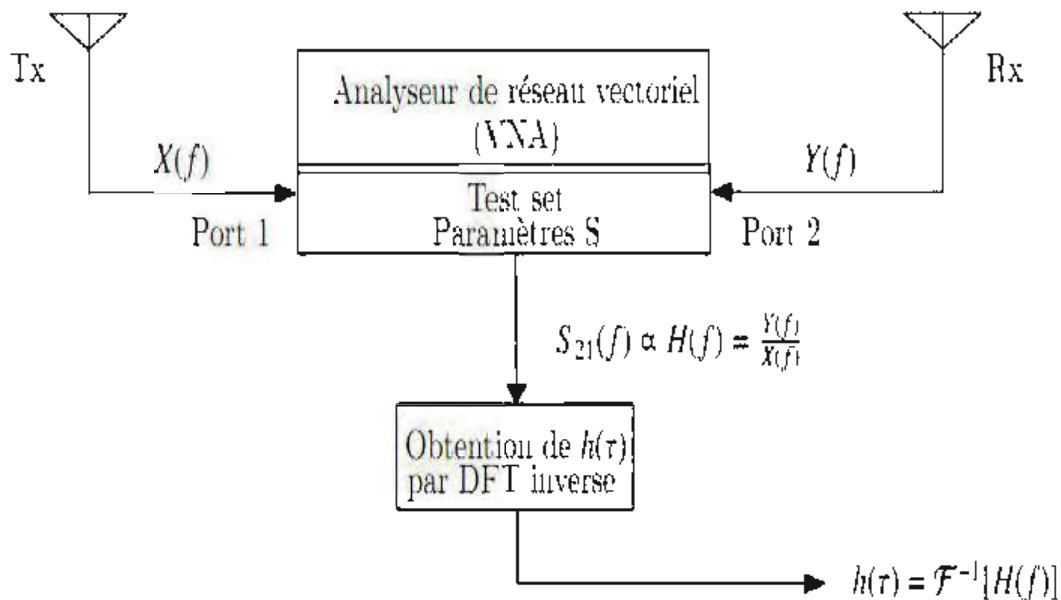


Figure 4-3: Technique fréquentielle pour un canal statique ($t=0$)

Généralement, lorsqu'on réalise des mesures dans le domaine fréquentiel, on considère que le canal est quasi-stationnaire pendant toute la durée d'une mesure. Il est difficile d'accéder à la fluctuation du canal en utilisant un analyseur de réseau. Il est donc important de choisir une durée de balayage suffisamment courte pendant laquelle l'hypothèse de stationnarité est valable. Ceci se fait toutefois au détriment de la résolution temporelle obtenue avec cette technique de caractérisation.

Afin de soustraire de la caractérisation du canal les éléments qui n'en font pas partie (câbles, antennes), une phase de calibration est nécessaire.

4.1.2.3 Propriété de la caractérisation fréquentielle

La caractérisation d'un canal de propagation dans le domaine fréquentiel présente plusieurs propriétés.

Comme avantages de la caractérisation dans le domaine fréquentiel, nous pouvons citer:

- Obtention directe du module et la phase de la réponse fréquentielle.
- Le système de mesure fonctionne toujours en bande étroite, car un seul point fréquence est observé à un instant donné ($f_0, f_0 + \Delta f, \dots, f_0 + (N - 1)\Delta f$); d'où la possibilité d'obtenir une grande dynamique de mesure.
- Utilisation efficace de la bande de fréquence et immunité aux interférences de par la nature même des signaux UWB.
- Réalisation simple et rapide: un analyseur de réseau vectoriel, un générateur de signaux fonctionnant dans la bande de fréquence choisie.
- La résolution temporelle du système de mesure est directement proportionnelle à la bande de fréquence balayée et le retard maximal mesurable est égal à la durée de balayage. Cette technique nous permet d'obtenir une bonne résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde avec la possibilité d'utiliser des bandes de fréquences assez larges, par exemple, avec $W = 7\text{GHz}$, $\Delta\tau = 143\text{ps}$, ce qui est très difficile à atteindre avec les méthodes temporelles. D'autre part, on peut avoir la possibilité d'ajuster la bande de fréquence et donc la résolution temporelle.

Cette technique présente également des inconvénients:

- Cette technique est lente: les réponses fréquentielles de chacun des points fréquentiels sont effectuées les unes après les autres.
- Cette méthode de mesure est restreinte à la mesure de canaux quasi stationnaires ou évoluant très lentement au cours du temps, il est très difficile d'observer les fréquences Doppler.

- Le temps de balayage de la bande de mesure est important. Pour obtenir de bons résultats, le nombre de pas fréquentiel N doit être important, augmentant ainsi le temps de balayage et diminuant de ce fait le temps entre deux mesures successives.
- L'émetteur et le récepteur doivent être reliés, cette contrainte limite la distance maximale entre les antennes. Cette technique s'avère difficile pour les systèmes de mesure extérieure (à cause de la distance). Cette distance est cependant suffisante pour les mesures à l'intérieur des bâtiments ou dans la mine.

4.1.3 Critère de choix de la technique de mesure

Afin de caractériser un canal de propagation, il est difficile de désigner la meilleure technique à adopter : technique temporelle ou fréquentielle. Le choix de la méthode mise en œuvre dépend des applications prévues du système de communication et il faut prendre aussi en compte d'autres paramètres tels que la disponibilité des équipements, les coûts financiers, etc. Néanmoins, deux critères doivent toujours nous guider lors de ce choix. Ces deux critères sont :

- Simplicité et faible coût de la mise en œuvre.
- Adaptabilité à l'environnement intérieur où le canal de propagation est quasi stationnaire ou ne variant pas très rapidement dans le temps.

Parmi les techniques de mesure présentées précédemment, et en tenant compte des deux critères énumérés et de tous les paramètres, nous avons choisi la technique fréquentielle pour la mise en œuvre du système de mesure caractérisé par sa simplicité et par son faible coût.

Cette technique a l'avantage d'être facile à mettre en œuvre et d'être très performante en ce qui concerne la résolution temporelle. Elle convient ainsi parfaitement à la mesure de la propagation en environnement fermé. D'ailleurs, cette technique est très utilisée pour la mesure de la propagation dans l'environnement intérieur dans plusieurs travaux [30-34].

4.1.4 Mesures effectuées dans la littérature.

Plusieurs campagnes de mesures ont été effectuées durant les dernières années. Ces campagnes de mesures nous confortent dans le choix de la technique de mesure mis en œuvre. Nous allons dans la suite évoquer quelques unes faites dans notre laboratoire et ailleurs.

Les mesures dans le domaine temporel ont été réalisées dans différentes campagnes de mesure pour caractériser des canaux de propagation large et très large bande. Quelques exemples sont donnés par les travaux d'Ali Muqaibel [35] et Sani et al [36]

En 2008, Boutin et al. [37] ont établi un protocole expérimental permettant de caractériser un canal souterrain et confiné à 2.4 GHz et à 5.8 GHz. Ces travaux ont servi de base aux travaux entrepris par d'autres au sein du LRTCS. Entre autres, pouvons citer Abdellah Chehri et al. [38], Youssef Rissafi et al.[39], etc. De même, Chia-Chin Chong et al [40] ont caractérisé un canal ultra large bande dans différents appartements en Corée du Sud. Sani [41] et Chiu [42] ont également utilisé cette technique pour caractériser le canal d'un corps humain et une cabine d'avion. En comparant les publications entre 2009 et 2010, on constate que cette technique est la plus utilisée.

4.2 Protocole de mesure

Plusieurs campagnes de mesure ont été menées dans plusieurs galeries de la mine. Ces mesures ont eu lieu à la mine expérimentale CANMET (Canadian Centre for Minerals and Energy Technology) à environ 15 km de Val-d'Or. C'est un environnement minier souterrain idéal pour des campagnes de mesures de propagation radio dans des milieux confinés et souterrains. La galerie présente plusieurs ramifications de diverses dimensions. Ces ramifications nous permettront d'obtenir des mesures en ligne de vue et en ligne de vue obstruée (NLOS). Il s'agit d'un environnement très humide composé de plusieurs galeries rocailleuses dont le plafond, le plancher et les murs montrent une rugosité importante. D'autres éléments tels que le

système de ventilation, la tuyauterie ainsi que des grillages couvrent le plafond de la galerie. Ces éléments constituent des sources de réflexion et de trajets multiples pour les signaux se propageant dans la galerie minière.



Figure 4-4:Galerie minière au niveau 70m

Le sol est globalement plat, permettant la libre circulation des engins et des personnes. Il comporte néanmoins plusieurs bosses et de petits trous. Il est également parsemé de quelques flaques d'eau et a une pente qui varie aléatoirement. Les parois quant à elles ne sont pas lisses et présentent beaucoup de rugosité. Ses dimensions varient aléatoirement le long de la galerie.

4.2.1 Système de mesure et matériels

Dans un des paragraphes précédents, nous avons déterminé que la technique la plus optimale pour notre campagne de mesure était la technique fréquentielle compte tenu des critères énoncés. Le montage expérimental ci-dessous a été utilisé pour effectuer les mesures de propagation à ultra large bande sur une bande de fréquence de 3 GHz à 10 GHz.

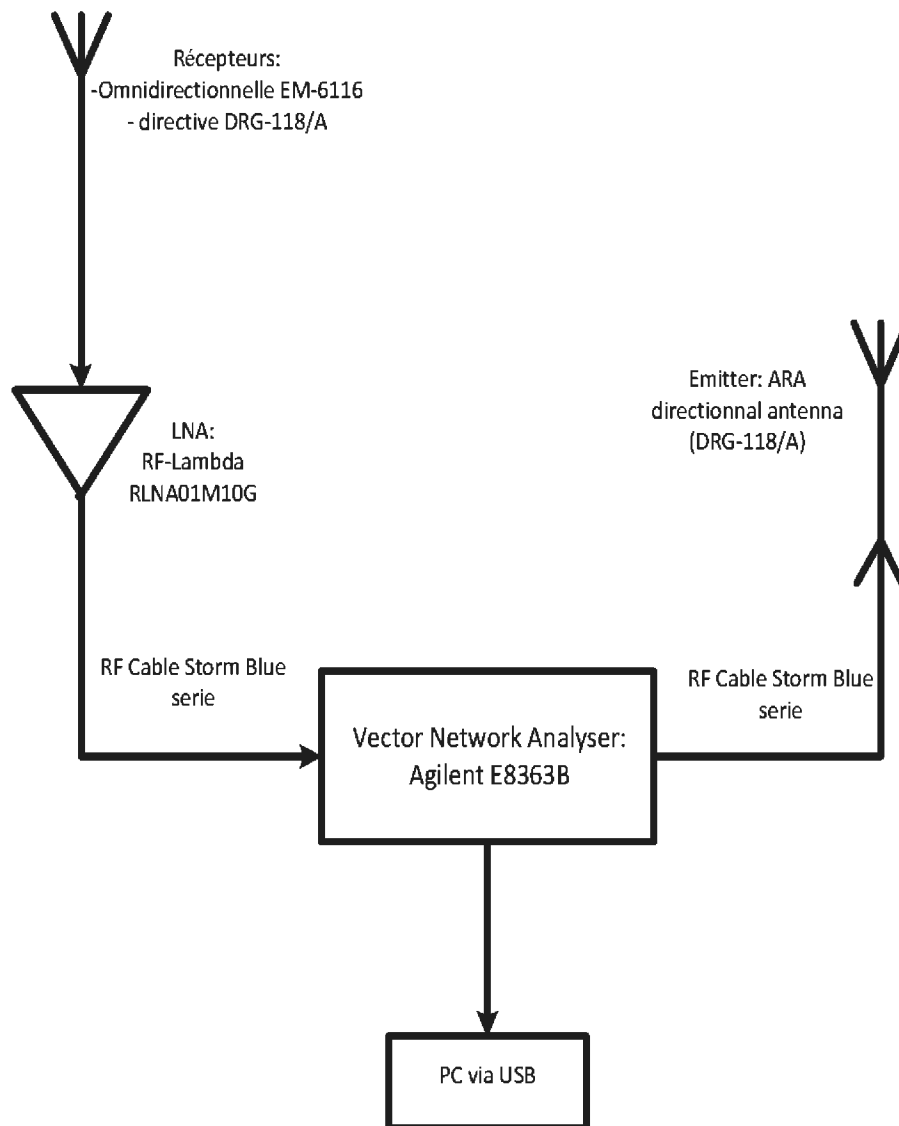


Figure 4-5: Schéma du protocole de mesure expérimental

Afin de mener à bien nos mesures, divers matériels ont été utilisés. Le schéma expérimental utilisé est constitué des matériels suivants:

Tableau 4-1 Équipements utilisés

<u>Équipements de mesure</u>	<u>Caractéristiques</u>
Analyseur de réseau VNA	Agilent E8363B, 100 MHz à 40GHz
Antenne Omnidirectionnelle	Electro-EM6116, 2GHZ à 10GHz
Antennes directives	DRG-118/A, 1GHz à 18GHz
LNA	RF-Lambda RLNA01M10G, 0.1 à 18GHz
Câbles	StormProduct true-blue série 205 avec perte de 0.85 dB/m à 10 GHz

L'analyseur de réseau vectoriel Agilent E8363B couvre une grande bande de fréquence de 100 MHz à 40 GHz. Cet analyseur est très rapide avec une vitesse de mesure pouvant aller jusqu'à 26 μ s/point. Il est également précis avec une dynamique d'environ 110 dB. De plus, il comporte 32 canaux, 2 ports et le nombre de pas fréquentiel atteint 16001. Il forme l'élément essentiel du dispositif de mesure. Pour nos mesures, la plage de fréquence d'un signal UWB tel que défini par la FCC de 3 GHz à 10 GHz a été sondée.

L'amplificateur faible bruit (LNA-Low Noise Amplifier) utilisé est le RLNA01M10G. Cet Amplificateur est un produit de RF-Lambda ayant une bande de fréquence de 0.1 GHz à 18 GHz avec une figure de bruit presque stable sur toute la largeur de bande. Les effets introduits par cet amplificateur sont éliminés dans la phase de post-traitement en supprimant de toutes les mesures la mesure de la distance de référence qui a été prise à 1m. Le tableau suivant présente les paramètres du LNA.

Tableau 4-2: Paramètres du LNA RLNA01M10G

Fréquence (GHZ)	Gain (dB)	Max In-Puissance (dBm)
0.1-18	30	-16

Les câbles utilisés lors des campagnes de mesure sont de StormProduct notamment les True-blue série 205. Ces câbles, de par leur nature (poids moyen et maniabilité), sont faciles à manipuler dans la mine. Leurs caractéristiques sont données dans le tableau suivant:

Tableau 4-3: Paramètres du câble

Câble	Perte à 5 GHz	Perte à 10 GHz	Poids/mètre	Délai de propagation	Impédance
True-blue	0.59dB/m	0.85dB/m	65.6 g/m	4.56 ns/m	$50 \pm 2\Omega$

Les effets introduits par les câbles sont éliminés lors de la calibration du système.

Deux types d'antennes ont été utilisés lors des mesures (Annexe A). À l'émission, une antenne directive a été utilisée pendant toute la durée de la campagne de mesure. En réception, une directive et une omnidirectionnelle ont été utilisées. L'antenne omnidirectionnelle utilisée dans ces mesures est celle d'Electro-metrics, la EM-6116. Elle a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel sur le plan horizontal et couvre une bande de fréquence de 2 GHz à 10 GHz avec un gain de 1dB. Le tableau suivant présente ses spécifications.

Tableau 4-4: Paramètres de l'antenne Omnidirectionnelle

Fréquence	Gain	Impédance	Déviaton de l'omni	Puissance max
2-10 GHz	1 dB	50Ω	$\pm 1dB$	25W

L'antenne directive utilisée est une DRG-118/A. C'est une antenne cornet dont la bande de fréquence varie de 1 GHz à 18 GHz. Elle est fabriquée par ARA. Ses spécifications sont présentées en annexe A.

Ces différents équipements utilisés lors des mesures affectent (les effets des antennes, des câbles, des amplificateurs, etc.) les mesures du canal de propagation. Certains effets sont ignorés ou minimisés. Généralement, ceux qui ne peuvent pas être minimisés sont éliminés par la calibration ou de la phase de post-traitement.

4.2.2 Campagne de mesure

4.2.2.1 Procédure de mesures

Plusieurs campagnes de mesure ont été effectuées à deux niveaux de la mine. La première campagne a eu lieu au niveau 70 et la seconde au niveau 40. Les galeries présentent plusieurs ramifications de dimensions variables nous permettant d'avoir différentes configurations de mesures. Un autre élément est l'humidité relative dans la mine et la présence de quelques flaques d'eau dans la galerie. Mis à part ces petits soucis, la campagne de mesure s'est globalement bien déroulée.

Au niveau 70, la galerie a une largeur d'environ 2.5 m pour une hauteur d'environ 3 m. La galerie s'étend sur une longueur d'environ 70 mètres. La topologie de la galerie nous a permis de faire des mesures en ligne de vue (LOS-Line Of Sight) et en non-visibilité directe (NLOS-Non Line Of Sight). Pour les mesures en NLOS, nous avons fait des mesures avec des rayons de courbure différents. On peut évaluer les angles à environ 90 degrés et 120 degrés.

De même, ces mesures ont été faites avec différentes antennes (omnidirectionnelle et directive) en réception tout en utilisant la même antenne directive à l'émission.

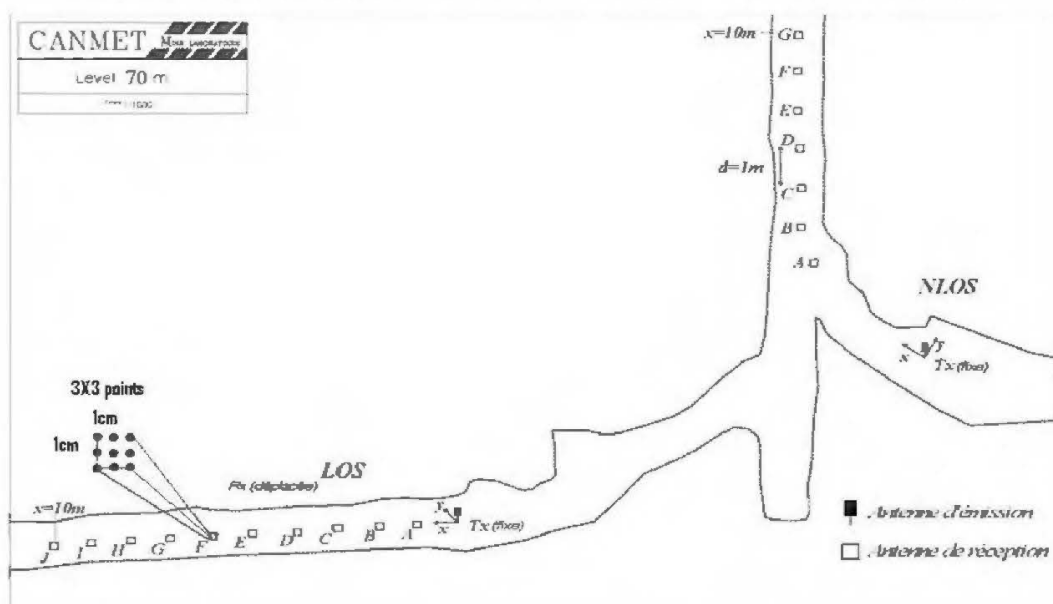


Figure 4-6: Plan de la mine au niveau 70 m

Il reste à ajouter que le niveau 70 est plus humide que le 40 et comporte des flaques d'eau.



Figure 4-7:Galerie en non-ligne de vue au niveau 70m

Au niveau 40, la galerie a une largeur d'environ 4 m pour une hauteur d'environ 5 m pour la mesure en LOS. Pour la mesure en NLOS, les dimensions de la galerie sont les suivantes: 2 m et 4 m pour la largeur et 2,5m et 5 m pour la hauteur.



Figure 4-8:Photographie de la galerie en non-ligne de vue au niveau 40m

Le canal a été maintenu statique pendant toute la durée des mesures. Les antennes ont été fixées à une hauteur d'environ 1.5 m du sol. L'antenne émettrice est fixe tandis que la réceptrice est déplacée à chaque mètre. Afin de traiter les paramètres à petites échelles, une grille spéciale a été construite. Cette grille est constituée d'un carré de 9 points (3X3) distant de 1 cm. Cette distance de 1 cm a été choisie afin de décorréler les signaux situés à la même position. De plus pour supprimer les effets de bruit aléatoire du canal sur les mesures, nous avons procédé à une moyenne de 10 mesures consécutives par point de mesure.

Également afin de réduire les effets de la pente du sol sur les mesures, un laser a été utilisé pour s'assurer que les antennes émettrices et réceptrices sont toujours alignées.

Le pas fréquentiel a été choisi suffisamment grand (le plus grand possible avec notre équipement) et le temps de balayage a été fixé automatiquement par l'analyseur de réseau.

Le port 1 du VNA fait un balayage de 16 001 valeurs discrètes de fréquences réparties uniformément sur toute la largeur de bande (7 GHz) avec un saut de fréquence d'environ 500 kHz. À chaque fréquence, un signal est émis à travers l'antenne émettrice et ainsi transmis au récepteur en passant par le canal UWB à caractériser et l'antenne réceptrice. Au port 2, ce signal est reçu et nous enregistrons l'amplitude et la phase de chaque composante de la fréquence.



Figure 4-9: Photographie de l'émetteur

La puissance émise a été fixée à 0 dBm afin de respecter les puissances nominales des amplificateurs.

Le VNA nous permet à cet effet d'obtenir le paramètre S_{21} qui est proportionnel à la réponse fréquentielle $H(f, t)$ du canal de transmission. Les mesures se faisant dans un canal statique, la dépendance temporelle est nulle et, de ce fait, la réponse fréquentielle obtenue est juste fonction de la fréquence et pas du temps c'est-à-dire $H(f)$.

Cette fonction de transfert obtenue avec l'analyseur de réseau s'écrit de la sorte:

$$H(f) = |H(f)|e^{-j\theta(f)} \quad (4.2)$$

avec $|H(f)|$ l'amplitude et $\theta(f)$ représente la phase.

Ces mesures obtenues dans le domaine fréquentiel, une transformée inverse rapide de Fourier (IFFT-Inverse Fast Fourier Transform) avec un fenêtrage de Kaiser-Bessel de paramètre 6 y est appliquée. La réponse impulsionnelle $h(\tau)$ est ainsi obtenue.

$$h(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)e^{-j2\pi f\tau} df \quad (4.3)$$

Le canal étant maintenu statique, la réponse impulsionnelle s'écrit de la sorte [14, 25,39]:

$$h(\tau) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta(\tau - \tau_k) e^{j\theta_k} \quad (4.3)$$

avec a_k l'amplitude, τ_k le délai et θ_k la phase de la $k^{\text{ième}}$ composante. δ est la fonction de Dirac.

4.2.2.2 Calibration et post-traitement

Avant de mesurer les réponses fréquentielles du canal de propagation, le protocole de mesure doit être soigneusement calibré. C'est une étape critique lors des mesures de propagation dans un canal. Avant de calibrer notre système, tous les paramètres, la puissance, la largeur de bande, le pas fréquentiel doivent être correctement configurés. La calibration est effectuée avec une distance de séparation de 1 m entre l'émetteur et le récepteur. Cette distance de référence de 1 m a été choisie de sorte que les deux antennes soient proches tout en étant dans la zone de champs lointains.

Une phase de post-traitement est requise avant de pouvoir effectuer différents calculs. Ce post-traitement est nécessaire dans la mesure où certains composants du système de mesure comportent des éléments dont les paramètres S sont non symétriques notamment le LNA.

En mettant en œuvre cette calibration et en procédant au post-traitement, les composants suivants seront supprimés des réponses en fréquence mesurées S_{21} :

- Gain des antennes émettrice et réceptrice
- Perte des câbles et diverses autres pertes dues aux connecteurs ou adaptateurs
- Gain et réponse en fréquence du LNA

4.2.2.3 Scénarios de mesure

En utilisant le système de mesure décrit ci-dessus, plusieurs campagnes de mesures ont été effectuées à la mine CANMET. Des dizaines de réponses fréquentielles ont été recueillies à différentes distances aussi bien dans des configurations en ligne de vue qu'en non-ligne de vue.

Quel que soit le scénario utilisé, l'antenne émettrice est reliée au port 1 du VNA et reste fixe pendant toute la durée des mesures. Il faut noter ici qu'une antenne directive a été utilisée en émission durant toute la procédure. L'antenne réceptrice est déplacée le long de la galerie et à chaque mètre une mesure est prise. La hauteur des antennes est fixée à 1.5m au-dessus du sol. Afin de maintenir le même niveau entre les antennes émettrice et réceptrice, un laser a été utilisé pour s'assurer que la hauteur était la même.

Plusieurs scénarios ont été utilisés lors de nos mesures:

- **Niveau 70**

Au niveau 70, nous avons effectué plusieurs campagnes. La première consiste en l'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle aussi bien en configuration LOS qu'en NLOS.

Par la suite afin d'étudier l'impact des antennes sur le canal, nous avons remplacé l'antenne omnidirectionnelle par une antenne directive et nous avons procédé à une autre campagne de mesures. Cette campagne s'est faite suivant la procédure décrite plus haut

Une autre campagne a consisté à étudier l'impact des rayons de courbure sur le canal de propagation. Pour ce faire, nous avons également en configuration NLOS fait une campagne en utilisant des rayons de courbure différents (les angles correspondants sont environ 90° et 120°).

▪ Niveau 40

Au niveau 40, deux campagnes ont été nécessaires pour comparer les caractéristiques du canal minier en fonction de la profondeur. En effet, connaissant les caractéristiques au niveau 70, la comparaison est aisée.

La procédure est exactement la même qu'au niveau 70 : l'antenne émettrice est directive est fixée durant toute la procédure de mesure et l'antenne réceptrice omnidirectionnelle est déplacée le long de la galerie. Les mesures sont faites pour les configurations LOS et NLOS.

La figure suivante présente la campagne de mesure pour la configuration NLOS.

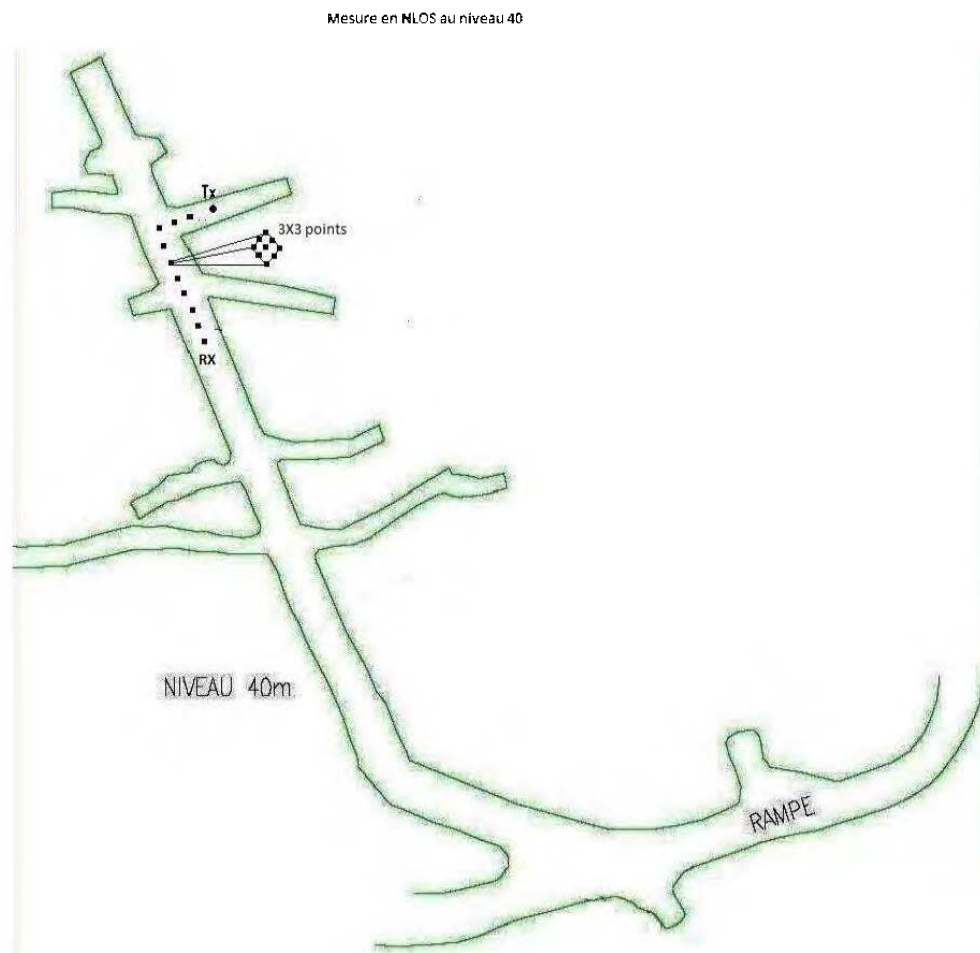


Figure 4-10: Procédure de mesure en configuration NLOS Niveau 40m.

4.3 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les différentes techniques de mesure d'un canal de propagation ultra large bande. Nous avons ainsi présenté les techniques temporelles et fréquentielles. Grâce à des critères importants pour la détermination des paramètres d'un canal de propagation, nous avons pu déterminer la technique la mieux adaptée pour notre cas spécifique à savoir la caractérisation d'un canal UWB en milieu confiné souterrain. Ce choix est bien adapté dans la mesure où des exemples précis de caractérisation de canaux se font à l'aide de cette technique. Nous en avons cité quelques-unes.

Après le choix de la technique de mesure à adopter, nous avons également présenté le protocole expérimental suivi lors des différentes campagnes de mesure aux niveaux 40 et 70. Enfin les différents scénarios nous permettant de caractériser efficacement le canal UWB en milieu souterrain et confiné ont été succinctement présentés.

Chapitre 5

ANALYSE DES RÉSULTATS

Afin de caractériser le canal et établir le modèle de canal, nous avons besoin de la réponse impulsionnelle. Cette réponse impulsionnelle est obtenue de la réponse fréquentielle avec la transformée inverse discrète de Fourier. La réponse impulsionnelle obtenue, nous pouvons calculer les paramètres importants du canal à savoir la perte de propagation (path-loss), l'étalement efficace du délai (RMS delay spread), l'étalement moyen du retard (mean excess delay), la bande cohérence, etc.

Les chapitres précédents nous ont permis d'introduire la technologie ultra large bande et de décrire l'environnement de propagation étudié. Le chapitre trois nous a permis de présenter le protocole expérimental utilisé ainsi que les différentes campagnes de mesures faites. Ce chapitre analyse les résultats de mesures à ultra large bande afin d'extraire les paramètres du canal à grande échelle et à petite échelle. Ces paramètres seront extraits dans différents niveaux de la mine et ensuite comparés entre eux. De plus, nous pencherons sur les effets des antennes au niveau 70 et l'impact des rayons de courbure sur des paramètres de propagation dans un canal souterrain et confiné.

5.1 Réponse fréquentielle et impulsionnelle

La réponse fréquentielle est obtenue lors des mesures dans le domaine fréquentiel des paramètres S du VNA. En effet, la réponse fréquentielle $H(f)$ est donnée par le paramètre S_{21} du VNA. Elle est constituée d'une série de 16001 points de données complexes liées aux fréquences individuelles de 3 GHz à 10 GHz. Chaque point de données est caractérisé par son amplitude et sa phase.

La réponse fréquentielle $H(f)$ mesurée s'écrit ainsi sous la forme :

$$H(f) = |H(f)| \cdot e^{j\theta(f)} \quad (5.1)$$

avec $|H(f)|$ l'amplitude et $\theta(f)$ la phase définie par

$$\theta(f) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(H(f))}{\text{Re}(H(f))} \right) \quad (5.2)$$

La figure 5.1 présente une réponse fréquentielle obtenue à une distance $d = 7\text{m}$ pour une configuration LOS. Cette figure présente l'amplitude de $H(f)$ en dB en fonction de la fréquence (de 3 à 10 GHz).

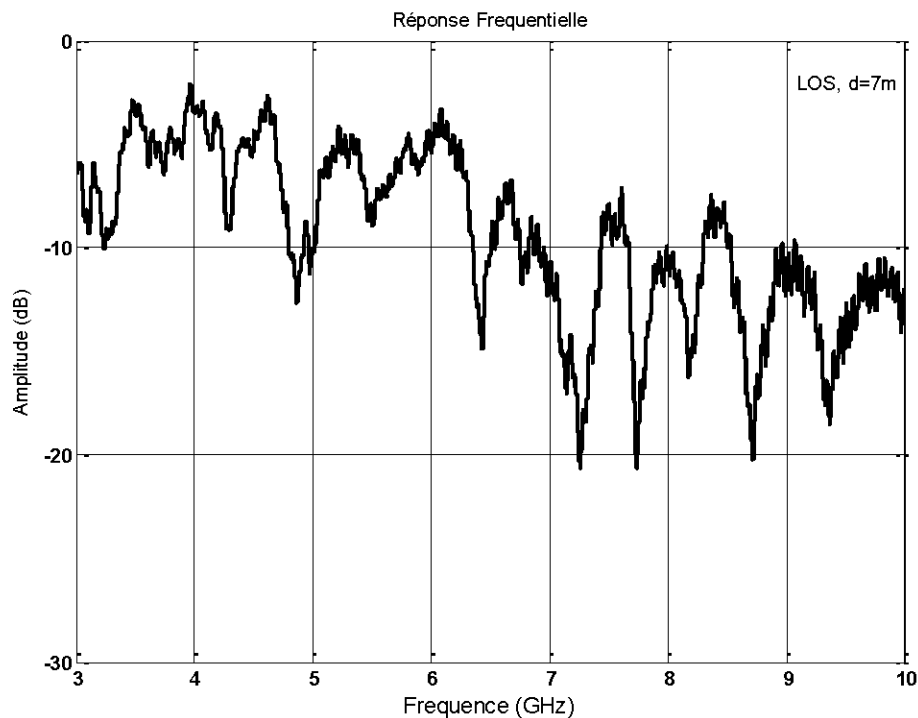


Figure 5-1: Amplitude de la réponse fréquentielle

La figure 5.2 représente la phase du canal obtenu à cette même distance. Le modèle le plus répandu pour des environnements intérieurs et extérieurs est la loi uniforme $[0,2\pi]$ [37,58].

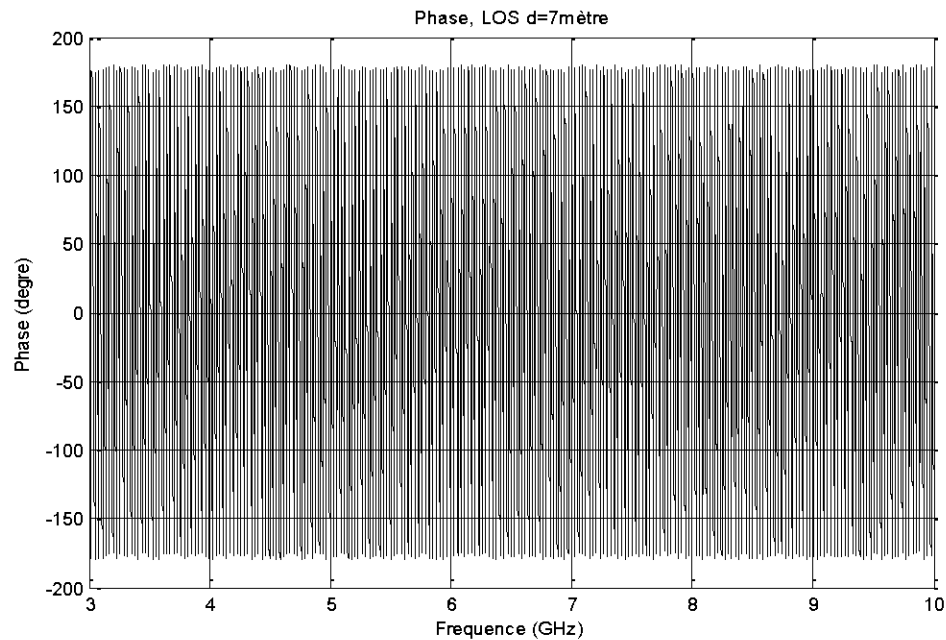


Figure 5-2: Phase de la réponse fréquentielle

La réponse fréquentielle du canal de propagation obtenue, nous nous intéressons à la réponse impulsionnelle. Celle-ci s'obtient par la transformée inverse discrète de Fourier de $H(f, t)$ [41-46].

$$h(\tau, t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(f_k, t) e^{j2\pi \frac{\tau k}{N}} \quad (5.3)$$

Le signal ayant une bande finie et afin de réduire les effets des lobes secondaires et la largeur de l'impulsion, un fenêtrage est appliqué sur le signal. Cette fenêtre est utilisée pour limiter (tronquer) la durée temporelle du signal à analyser. La fenêtre de Kaiser-Bessel est intégrée dans le VNA utilisé pour les mesures. Cette fenêtre a une meilleure résolution en amplitude. Le coefficient utilisé vaut $\alpha = 6$.

Fort de tous ces éléments, nous avons calculé les réponses impulsionnelles du canal. Mathématiquement, celle-ci s'écrit de la manière suivante :

$$h(\tau, t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\theta_k(t)} \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (5.4)$$

avec a_k l'amplitude, τ_k est le délai de propagation et θ_k la phase de la $k^{\text{ième}}$ composante. Les figures 5.3 et 5.4 représentent une réponse impulsionnelle en configuration LOS au niveau 70.

Notons ici que le canal a été maintenu stationnaire durant toute la procédure de mesure si bien que la dépendance temporelle de la réponse fréquentielle n'a pas été observée. De ce fait, la réponse impulsionnelle s'écrit :

$$h(\tau) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi \frac{\tau k}{N}} \delta(\tau - \tau_k) \quad (5.5)$$

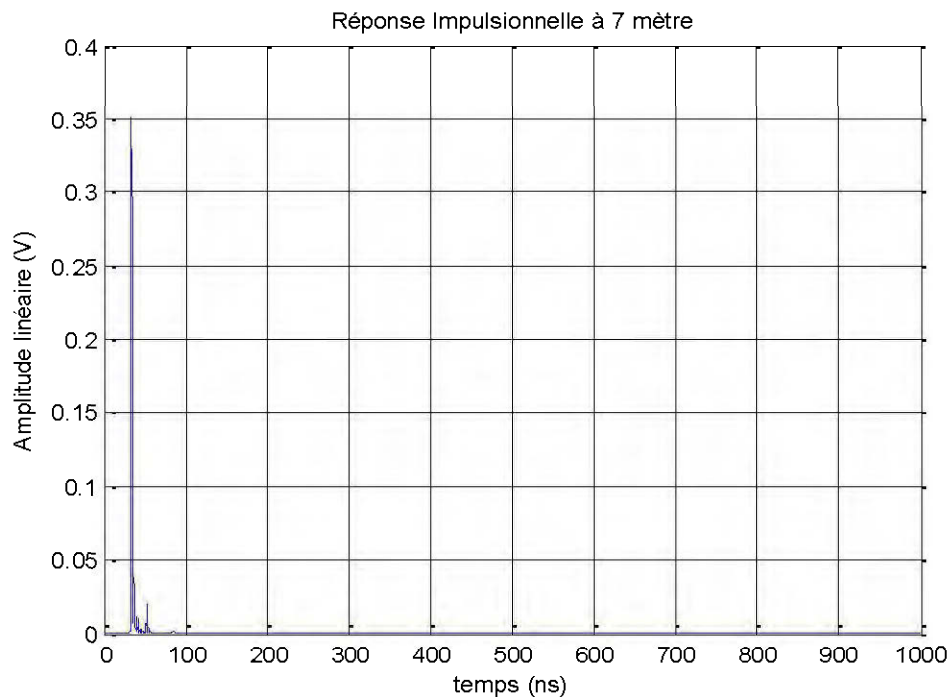


Figure 5-3: Réponse impulsionnelle en linéaire (LOS d=7m)

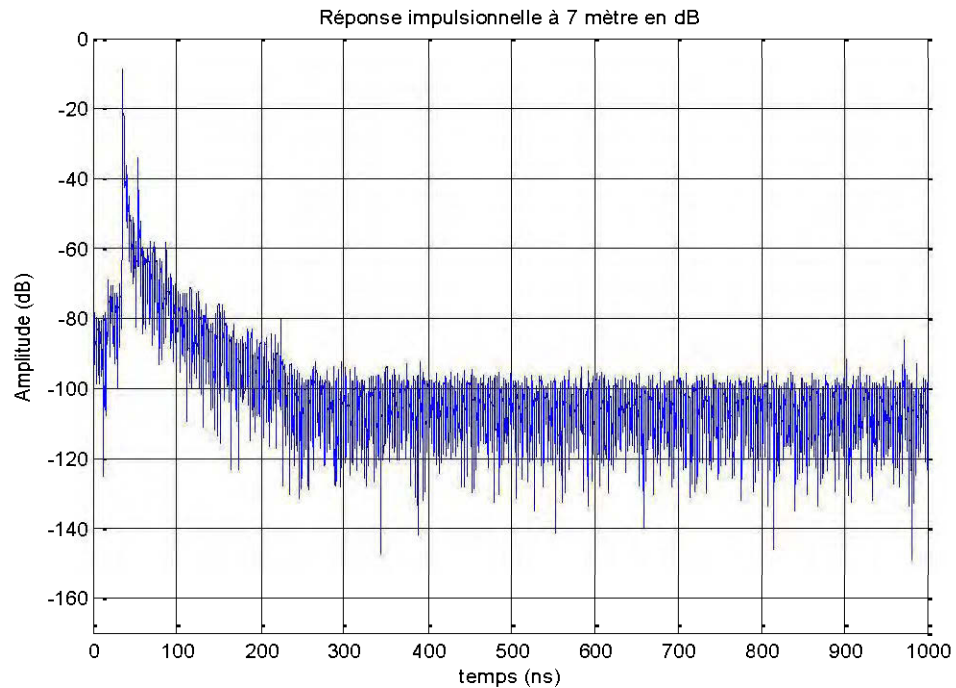


Figure 5-4: Réponse impulsionnelle en dB (LOS d=7m)

5.2 Effet des antennes

Lors de nos campagnes de mesure, plusieurs types d'antennes ont été utilisés notamment en réception. La question que l'on peut se poser est de savoir si celles-ci ont une influence sur les résultats attendus. Pour vérifier cela, tout en gardant la même antenne en émission, nous avons utilisé une antenne omnidirectionnelle et une antenne directive en réception. Les résultats obtenus nous permettent d'affirmer que le type d'antenne est très important dans la caractérisation d'un canal UWB en milieu confiné. En effet, en observant la figure 5.5, on remarque que suivant le type d'antenne, la variation de l'amplitude de la réponse fréquentielle due aux antennes peut être importante, de l'ordre de 10 dB.

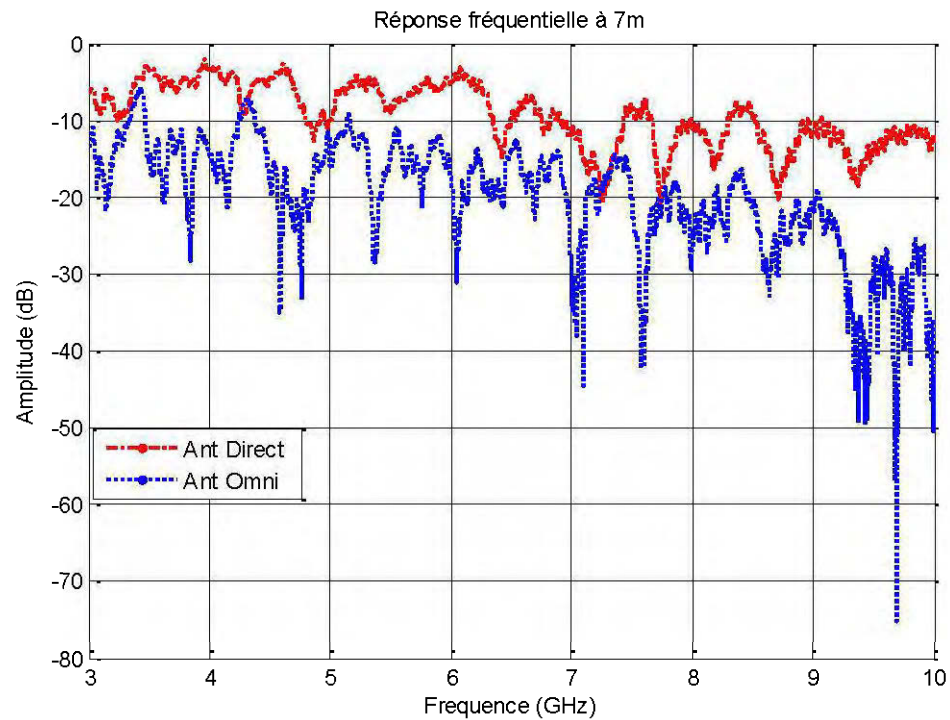


Figure 5-5: Amplitude de la réponse fréquentielle (LOS d=7m)

Néanmoins cette différence peut également s'expliquer les gains des antennes (1dB et 12dB).

5.3 Analyse à grande échelle

Dans cette partie du mémoire, nous allons extraire les paramètres d'un canal ultra large bande à grande échelle à différentes profondeurs de la mine et avec différentes antennes et ensuite ces paramètres seront comparés entre eux.

5.3.1 Pertes de propagation (Path loss)

Lorsqu'un signal traverse un média, elle subit les effets de celui-ci. L'affaiblissement de puissance représente l'atténuation de la puissance du signal reçu par rapport au signal émis. C'est un paramètre essentiel lors de dimensionnement d'un système de communication. Elle permet entre autres de déterminer la couverture radio

du système. Pour les systèmes UWB, l'affaiblissement de la puissance est non seulement dépendant de la distance, mais également de la fréquence [7,40, 47,48].

Pour des systèmes ultra large bande, les pertes de propagation peuvent simplement être modélisées par une dépendance fréquentielle et spatiale chacune indépendante l'une de l'autre. Ainsi, la perte totale est définie par:

$$PL(d, f) = PL(d) \cdot PL(f) \quad (5.6)$$

Avec $PL(d)$ la perte en fonction de la distance et $PL(f)$ la perte en fonction de la fréquence.

5.3.2 Dépendance fréquentielle

Généralement, pour une analyse fréquentielle en UWB, deux paramètres sont utilisés : la largeur de bande qui est ici très grande (7 GHz) et le facteur de décroissance fréquentiel δ . Plusieurs travaux [40, 47, 48] ont montré la dépendance fréquentielle de la perte de puissance est caractérisée par ce facteur. Il ressort de diverses analyses que deux modèles émergent lorsqu'on veut caractériser cette dépendance fréquentielle.

$$PL(f) \propto \exp(-\delta \cdot f) \quad (5.7)$$

$$\sqrt{PL(f)} \propto f^{-\delta} \quad (5.8)$$

En utilisant la relation (5.8) et un ajustement non linéaire (nonlinear least square curve fitting) par la méthode de Gauss-Newton avec les données mesurées, les valeurs du coefficient de décroissance sont présentées dans le tableau suivant. Nous avons calculé ce facteur au niveau 40 et 70 de la mine, et ce dans différentes configurations (LOS et NLOS).

Tableau 5-1: Coefficients de décroissance fréquentielle

	δ	
	N-40	N-70
LOS	1.58	1.569
NLOS	0.314	0.534

Le facteur de décroissance fréquentielle est quasiment égal au niveau 40 qu'au niveau 70 en configuration LOS. Ce facteur ne dépend pas de la profondeur de la galerie minière. En configuration NLOS, une petite différence existe et celle-ci s'explique par la les caractéristiques des galeries à ces deux niveaux.

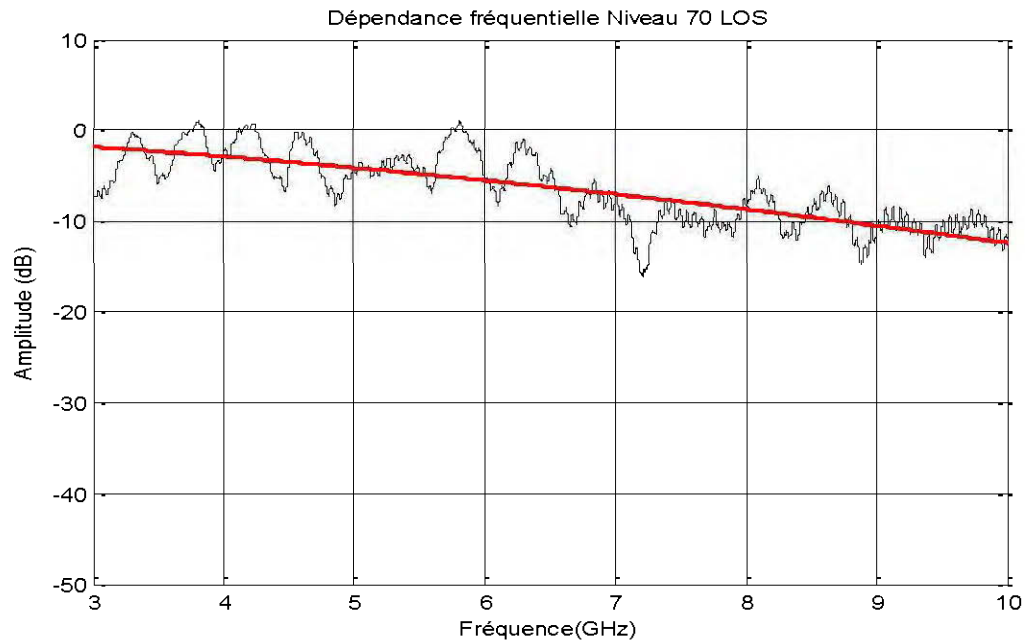


Figure 5-6: Facteur de décroissance fréquentielle (LOS)

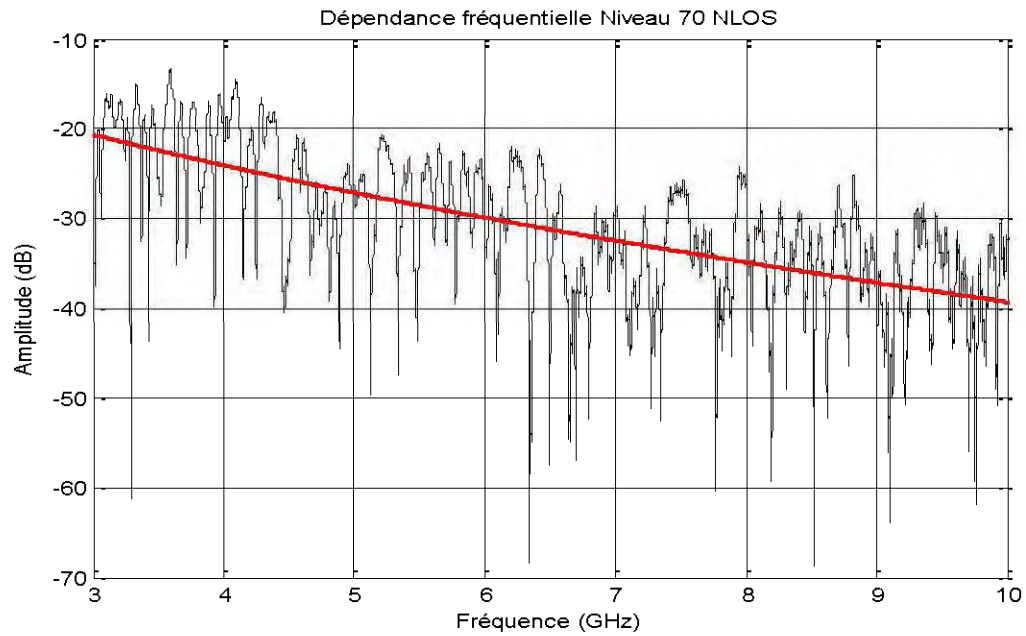


Figure 5-7: Facteur de décroissance fréquentielle (NLOS)

Abdelah et al [38] ont déterminé que ces deux modèles sont adéquats pour des pertes de propagation fréquentielles en ultra large bande (2 à 5 GHz) dans des environnements confinés souterrains.

Pour finir, il faut signaler que le modèle (5.8) a été adopté par le standard IEEE 820.15.4a.

5.3.3 Dépendance spatiale

La perte de puissance dépend de la distance telle qu'elle a été définie par plusieurs études en bande étroite ou large bande [40-44]. Cette perte de puissance en fonction de la distance est donnée par la relation :

$$PL(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (5.9)$$

Avec n l'indice de perte de puissance, d la distance de séparation entre les antennes émettrice et réceptrice et d_0 est la distance de référence. La perte de

puissance peut être obtenue directement à partir des réponses fréquentielles mesurées. En se basant sur ces mesures, la formule utilisée pour calculer la perte de puissance en fonction de la distance est donnée par [49] :

$$PL(d) = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{N-1} |H_i(f_j, d)|^2 \right) \quad (5.10)$$

Avec N le nombre de décalage fréquentiel établi à partir de la largeur de bande (N=16001), M le nombre de mesures prises à une distance donnée (M=10), d la distance séparant les transmetteurs et $H_i(f_j, t, d)$ la réponse fréquentielle à la fréquence f_j et à la distance d.

La perte de puissance est généralement définie par la relation [7, 25, 26, 37]:

$$PL(d) = PL(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S_\sigma \quad (5.11)$$

où n l'indice de perte de puissance qui vaut 2 en espace libre, $PL(d_0)$ représente la perte de puissance à la distance de référence d_0 ; cette distance de référence est choisie la plus proche de l'émetteur, mais suffisamment loin pour être dans le champ lointain de celui-ci. Pour des communications intérieures. On prend généralement $d_0 = 1m$. S_σ est une variable aléatoire représentant le shadowing. Généralement c'est une gaussienne de moyenne nulle et d'écart type σ . L'indice de perte de puissance, paramètre important, se trouve par régression linéaire des moyennes des pertes de puissance à chaque distance.

5.3.3.1 Niveau 40 & 70

Grâce aux mesures effectuées à différents niveaux de la mine (40 et 70) et avec différentes configurations, les résultats obtenus sont présentés dans les figures et tableaux suivants :

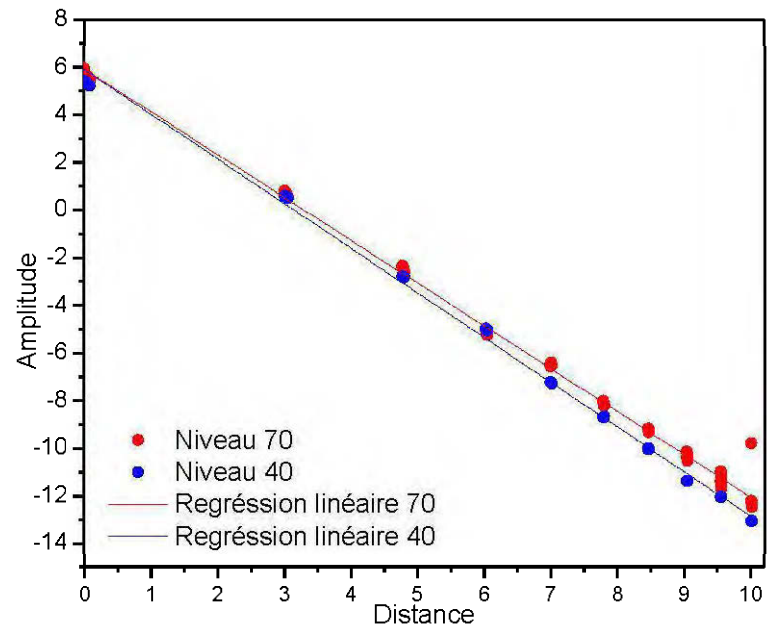


Figure 5-8: Path loss vs. distance (LOS)

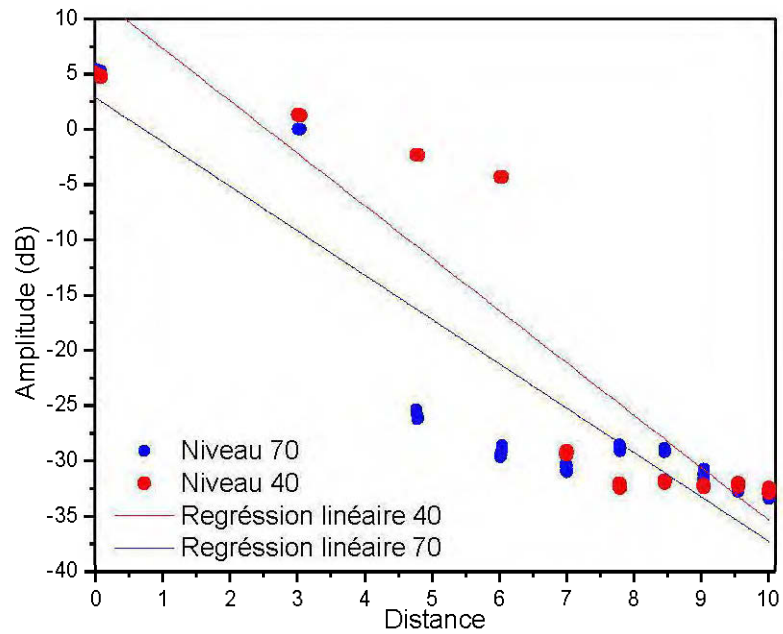


Figure 5-9: Path loss vs. distance (NLOS)

L'indice n de perte de puissance et l'écart-type σ_{dB} de la variable aléatoire gaussienne calculée pour différentes combinaisons sont donnés dans le tableau suivant

:

Tableau 5-2: Indice de perte de puissance et écart type LOS

LOS	N-70	N-40
n	1.80	1.87
σ_{dB}	0.98	1.98

Tableau 5-3: Indice de perte de puissance et écart type NLOS

NLOS	N-70	N-40
n	4.01	4.74
σ_{dB}	1.23	1.73

Il faut noter ici que l'antenne réceptrice est directive. Ces tableaux nous présentent les résultats obtenus pour les différentes configurations à des niveaux différents dans la mine. L'indice du pathloss dans le cas LOS est égal à 1,80 au niveau 70 et vaut 1,87 au niveau 40. Ces deux valeurs sont quasiment égales et proches de l'indice de perte de trajet en espace libre dont la valeur vaut 2. Ce résultat peut sembler surprenant de prime abord à cause de la nature "fermée" d'une galerie minière, mais en réalité cela s'explique aisément par l'addition des trajets multiples qui sont observables dans la galerie. De plus ces résultats sont similaires à ceux obtenus dans la littérature pour les environnements intérieurs.

Dans le cas de la configuration NLOS, ceux-ci valent 4.01 pour le niveau 70 et 4.74 pour le niveau 40. De même, ces résultats sont proches et on en trouve quelques indices dans la littérature qui sont compris dans la plage 4-6. Il existe néanmoins une petite différence pour les deux niveaux, mais celle-ci est clairement due à la configuration de la galerie.

5.3.3.2 Antenne Omnidirectionnelle

Nous avons également déterminé les indices de perte de puissance au niveau 70 en utilisant une antenne omnidirectionnelle en réception afin d'observer l'impact des

différents types d'antennes sur la propagation UWB dans un canal minier. Les résultats sont consignés dans le tableau suivant:

Tableau 5-4: Indice de perte de puissance et écart type antenne Omnidirectionnelle

N-70 (Omni)	LOS	NLOS
n	2.20	3.69
σ_{dB}	1.65	2.57

Ces résultats sont en adéquation avec plusieurs obtenus dans le cadre des caractérisations de différents types de canaux. Nous présenterons dans la suite un tableau nous permettant de comparer nos résultats avec la littérature. Néanmoins, on remarque une légère différence entre les indices ($\Delta n = 0.4$ en LOS et $\Delta n = -0.32$ en NLOS). Cet écart s'explique par le fait qu'avec l'antenne directive, les signaux reçus sont plus directs et donc un nombre de signaux réfléchis et diffractés moindre que pour l'antenne omnidirectionnelle.

5.3.3.3 Différents rayons de courbure (NLOS)

Dans une mine, plusieurs galeries sont construites afin de suivre la veine d'or. Ces différentes galeries ont différents rayons de courbure et différentes dimensions. Nous avons donc tenu compte principalement des rayons et courbures et effectué quelques mesures avec rayons différents. Le cas NLOS principal était pris avec un rayon de courbure avec un angle d'environ 90^0 et le second rayon que nous avons utilisé avait un angle d'environ 120^0 . Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau suivant:

Tableau 5-5: Indice de perte de puissance et écart type avec différents rayons de courbure

NLOS N-70	(Directive- 90^0)	(Directive- 120^0)
n	4.01	3.28
σ_{dB}	1.23	2.88

L'indice de perte de puissance avec un angle d'ouverture plus grand est moins élevé comparé à un angle plus petit. C'est la même tendance observée avec les résultats obtenus plus haut. En effet plus l'angle d'ouverture est grand plus on se rapproche d'une visibilité directe et plus l'indice est faible.

En observant et comparant les résultats obtenus dans différentes configurations, nous pouvons déduire qu'avec les mêmes types d'antennes aux niveaux 70 et 40, les indices de perte de puissance sont proches l'un de l'autre et la petite différence qui existe entre eux est due à la largeur de la galerie et probablement à quelques flaques d'eau qui se trouvent au niveau 70. De même, on peut déduire que la perte de trajet est indépendante de la profondeur de la galerie.

5.3.4 Shadow fading

Le milieu de propagation minier étant varié et divers, la perte de puissance observée à un endroit donné peut s'écarter de sa valeur moyenne. Ce phénomène est appelé effet d'ombre (shadowing). Ce phénomène a été rapporté par plusieurs mesures [25, 37, 43-45, 49-50] et suit généralement une distribution lognormale.

Dans l'équation (5.11), le shadow fading est donné par le terme S_σ qui varie aléatoirement d'un endroit à l'autre du canal. Comme précédemment évoqué, il s'agit d'une gaussienne de moyenne nulle avec un écart type qui est en dB. L'analyse statistique de S_σ pour les différentes configurations donne $\sigma_{dB} = 0.98$ en LOS et $\sigma_{dB} = 1.23$ en NLOS pour le niveau 70 respectivement. Au niveau 40, les valeurs valent $\sigma_{dB} = 1.98$ et $\sigma_{dB} = 1.73$ en LOS et NLOS respectivement. Pour les autres résultats voir les tableaux 5-2, 5-3, 5-4 et 5-5. La fonction de distribution cumulative (CDF) des résidus entre les données mesurées et ceux obtenus par régression linéaire est tracée et ensuite comparée avec plusieurs distributions cumulatives. Ces courbes ont été effectuées pour toutes les configurations envisagées

et celles-ci montrent que le shadow fading est caractérisé par une distribution lognormale. La figure suivante présente le cas au niveau 70 en configuration LOS.

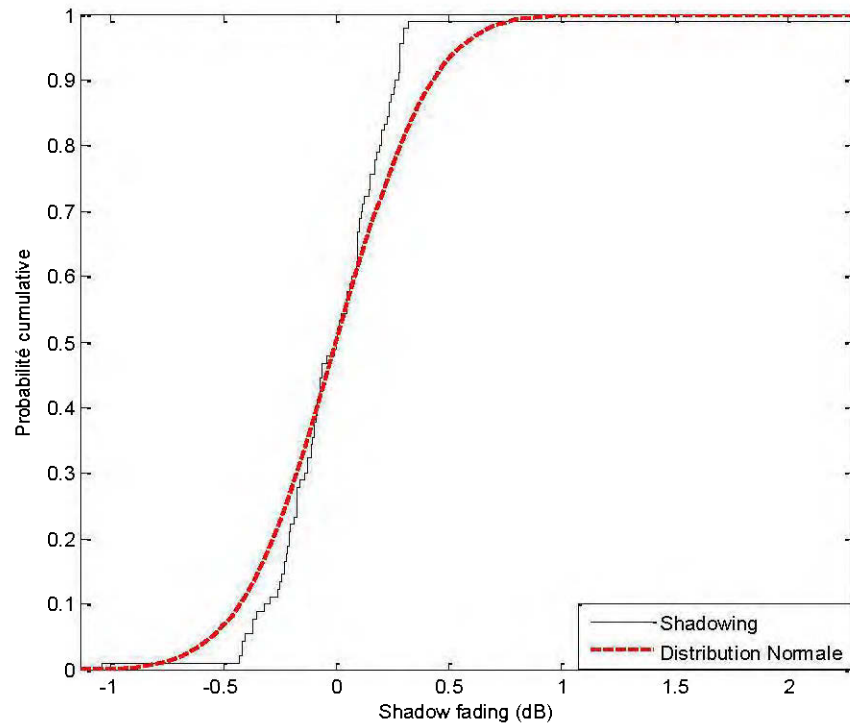


Figure 5-10: CDF de l'ombrage ajusté à une distribution Normale (LOS)

5.4 Analyse à petite échelle

Pour obtenir toutes les informations sur les fluctuations rapides des paramètres du canal de propagation (amplitude, phase et délais de propagation), une caractérisation du canal à petite échelle est réalisée. Pour la réalisation de cette étude à petite échelle, nous allons premièrement déterminer la réponse impulsionnelle du canal UWB ensuite les paramètres temporels de dispersion les plus fréquemment utilisés.

5.4.1 Réponses impulsionnelles

Les effets à petite échelle d'un canal de propagation sont généralement décrits par un filtre linéaire où le signal reçu est donné par:

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (5.12)$$

Un certain nombre d'études sur la propagation des signaux ultra large bande ont été faites qui prennent en compte les propriétés temporelles d'un canal ou caractériser une réponse du canal spatio-temporelle. Un modèle typique de la réponse impulsionnelle d'un canal multi fading est donné par:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \delta(t - \tau_n(t)) e^{j\theta_n(t)} \quad (5.13)$$

où $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal à l'instant t et δ la fonction de Dirac. Les paramètres du $n^{\text{ième}}$ chemin sont donc a_n , τ_n et θ_n amplitude, le temps d'arrivée et la phase respectivement. Plusieurs distributions sont utilisées pour décrire les temps d'arrivée du canal. Saleh et Valenzuela ont utilisé une distribution double de Poisson pour les décrire.

Des fonctions de transfert obtenues par l'analyseur de réseau, est appliquée une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT) afin d'obtenir les réponses impulsionnelles correspondantes. Ces réponses impulsionnelles ont une résolution temporelle de 143 ps qui est l'inverse de la largeur de bande utilisée (7 GHz). Le balayage fréquentiel utilisé avec un pas d'environ 500 kHz, limitant la portée temporelle à 2 μ s. La figure 5.11 donne une réponse impulsionnelle $h(\tau)$ du canal UWB obtenue à partir de la réponse fréquentielle sur la largeur de bande de 3 GHz – 10 GHz à 5 mètres en ligne de vue.

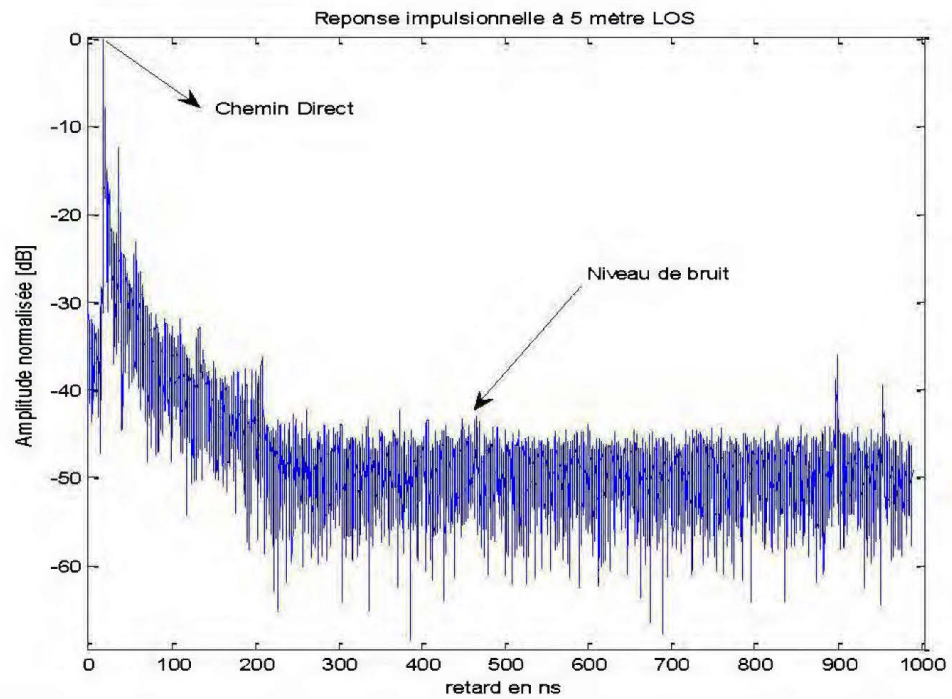


Figure 5-11: Réponse impulsionnelle normalisée du canal UWB à 5 mètres (LOS)

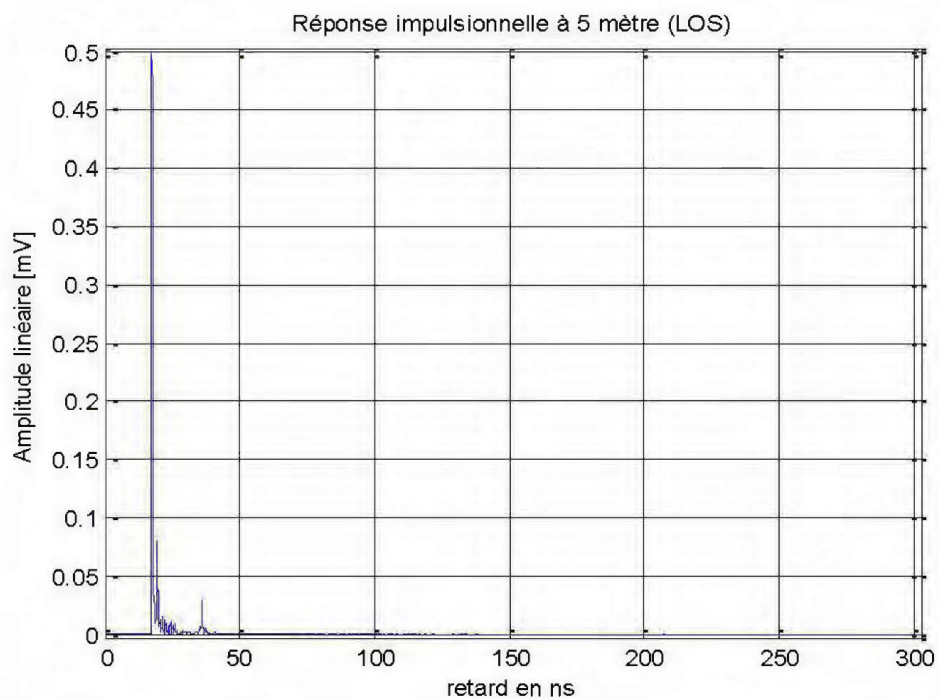


Figure 5-12: Réponse impulsionnelle linéaire du canal UWB à 5 mètres (LOS)

Avec la représentation en linéaire, nous pouvons observer le trajet direct identifié par le pic principal ainsi que quelques trajets réfléchis identifiés par des pics secondaires.

À partir des réponses impulsionnelles, on identifie les impulsions en considérant les pics d'amplitudes. Ensuite, l'axe temporel est discrétisé sur la base de la résolution temporelle considérée et enfin, toutes les réponses impulsionnelles discrétisées subissent un décalage vers la gauche de l'axe temporel afin de positionner la première impulsion reçue au premier indice de délai.

5.4.2 Paramètres de dispersion temporelle

Les paramètres de dispersion temporelle sont des paramètres utilisés pour caractériser et décrire les propriétés dispersives d'un canal multi trajet. Les plus importants sont l'étalement moyen du retard (mean excess delay) τ_m et l'étalement efficace du retard (RMS delay spread) τ_{rms} . Ces paramètres sont extraits à partir des réponses impulsionnelles du canal et ils sont en outre mesurés par rapport au temps d'arrivée de la première composante détectée.

Le RMS delay spread τ_{rms} détermine la sélectivité du canal qui peut entraîner la dégradation des performances du système de communication. De plus, il limite la capacité du canal de propagation. Le mean excess delay τ_m quant à lui est défini comme le premier moment du profil de puissance et se calcule par la relation suivante [25]:

$$\tau_m = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (5.14)$$

Le RMS delay spread se définit comme la racine carrée du second moment central du profil de puissance des délais :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\tau_m)^2} \quad \text{avec} \quad \overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (5.15)$$

où a_k est l'amplitude, P_k est la puissance et τ_k est le temps d'arrivée de $k^{\text{ème}}$ trajet. Le mean excess delay et le RMS delay spread ont été calculés dans plusieurs publications et sont disponibles dans la littérature. Les valeurs obtenues dans le cadre de ces différentes mesures dépendent de plusieurs facteurs en l'occurrence la taille et le type du milieu, la présence ou non de trajet direct, etc.

Avant de commencer les calculs, il est important de supprimer le bruit et les erreurs de calibration qui influencent sur ces paramètres. Pour ce faire le choix du seuil doit se faire adéquatement. En effet suivant la valeur choisie, le nombre ainsi que le délai des trajets multiples augmentent. Les figures suivantes (5.13 & 5.14) les illustrent parfaitement.

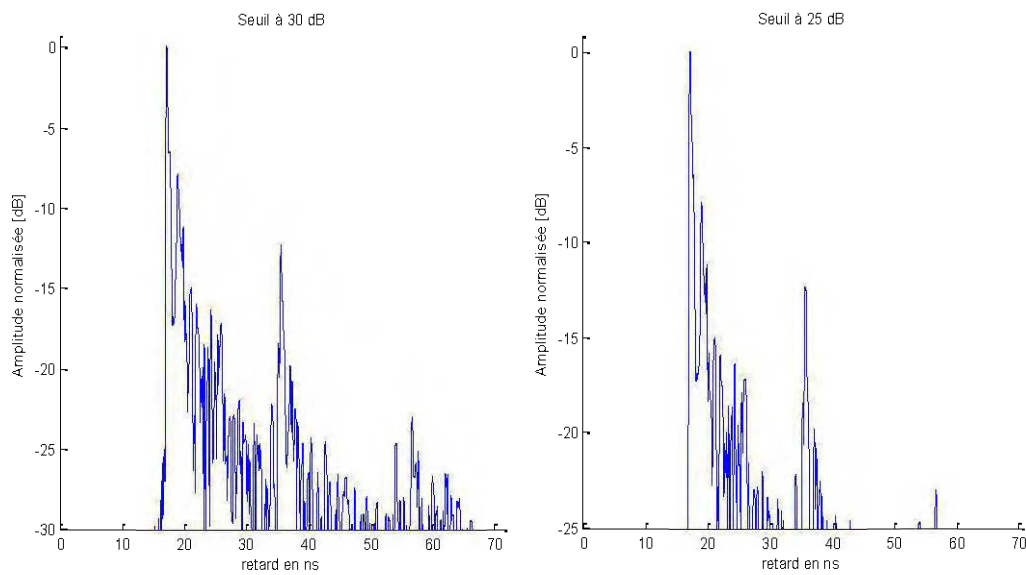


Figure 5-13: Réponse impulsionnelle avec deux seuils 30 et 25 dB

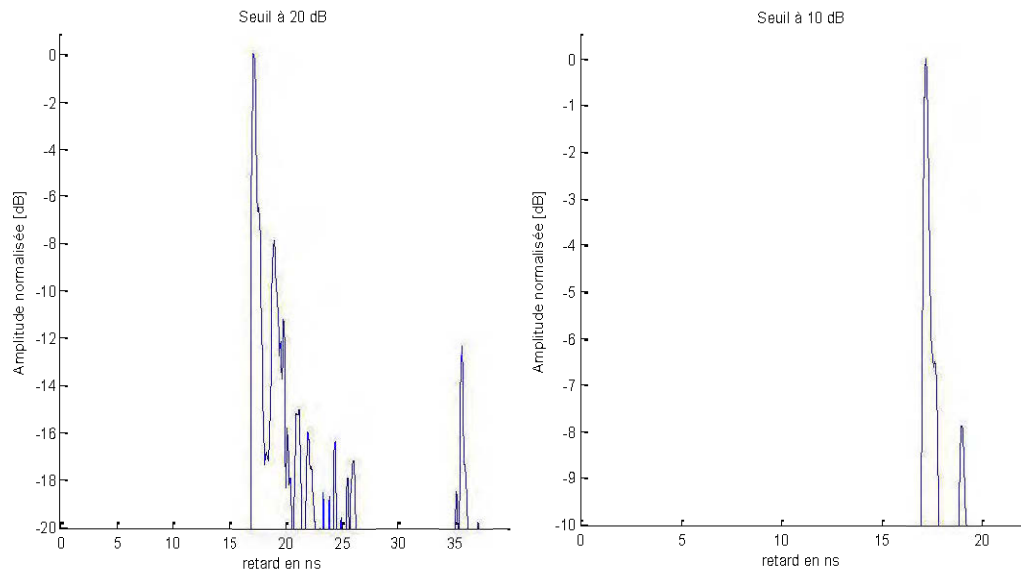


Figure 5-14: Réponse impulsionnelle avec 2 Seuils: 20dB et 10dB.

En regardant ces courbes, on remarque que le nombre de trajet augmente avec le seuil choisi. Par exemple pour un seuil de 10dB on a 3 trajets et pour un seuil de 30 on se retrouve avec une centaine de trajets.

Les paramètres temporels du canal ont été calculés pour chaque profil de puissance à chaque position pour toutes les configurations du canal que nous avons considéré. Ainsi, ils ont été calculés aux niveaux 40 et 70 et aussi bien en LOS qu'en NLOS.

Les résultats obtenus sont présentés dans les tableaux suivants :

Tableau 5-6: RMS delay spread en LOS et NLOS avec antenne directive

Rms delay spread (ns)	Level 70			Level 40		
	mean	std	max	mean	std	max
LOS	0.955	0.089	1.18	0.936	0.070	1.11
NLOS	1.825	2.292	7.892	6.955	4.959	12.54

Tableau 5-7: RMS delay spread en LOS et NLOS avec antenne omnidirectionnelle

Rms delay spread (ns)	Level 70		
	mean	std	max
LOS Omni	1.720	0.795	2.445
NLOS Omni	3.761	1.740	5.675

En comparant les résultats obtenus avec les deux types d'antennes au niveau 70, on remarque que le RMS delay spread varie légèrement en ligne de vue. Par contre, en non-visibilité directe, cette différence est non négligeable. En effet en non-ligne de vue l'antenne omnidirectionnelle collecte beaucoup plus de signaux réfléchis ou réfractés que l'antenne directive ce qui a pour conséquence d'augmenter les délais. Lorsque nous considérons les résultats avec le même type d'antenne à deux niveaux différents, une différence négligeable se dégage avec la visibilité directe. Les signaux sont directement transmis à l'antenne réceptrice. En non ligne de vue, la galerie étant plus grande, la différence de marche entre signal direct et signaux réfléchis et réfractés est plus grande allongeant ainsi les délais.

Au vu de ces résultats, le RMS delay spread en LOS est plus petit qu'en NLOS ceci indique que les canaux en non-ligne de vue sont soumis à des fortes variations spatiales. Ceci est probablement dû à la présence de beaucoup plus de signaux diffractés et réfléchis dans la galerie minière en NLOS qu'en LOS.

5.4.3 La modélisation statistique des délais

Les résultats obtenus expérimentalement requièrent beaucoup de ressources (coût, temps) et sont très dépendants de l'environnement de mesure. La réduction voire la simplification de ces coûts exorbitants passe par une modélisation des paramètres du canal à concevoir et à déployer.

Afin de modéliser les paramètres de dispersion temporels, cinq fonctions de distributions cumulatives ont été présélectionnées, il s'agit des distributions Lognormal, Gamma, Nakagami, Rice, et Weibull (Annexe B). Différents tests de comparaison peuvent ainsi être appliqués à ces distributions afin de déterminer la

distribution qui s'ajuste le mieux avec les résultats expérimentaux. Pour ce faire, plusieurs tests sont disponibles notamment le critère d'information d'Akaike (AIC) [51], le test d'Anderson-Darling (A-D test) [52], le test de Cramer-Von Mises [53], le test de Kolmogorov-Smirnov (K-S test) [54, 55].

Nous avons choisi le test de Kolmogorov-Smirnov avec un intervalle de confiance de 90% pour comparer les fonctions de distributions cumulatives (CDF) candidates et les résultats expérimentaux. L'idée est de calculer la distance maximale entre les fonctions théoriques et la fonction expérimentale suivant l'équation :

$$D = \max|F_T(\tau) - F_E(\tau)| \quad (5.16)$$

avec $F_T(\tau)$ et $F_E(\tau)$ la CDF théorique et expérimentale respectivement. La distribution ayant la plus petite valeur de D sera considérée comme s'ajustant le mieux avec les données expérimentales.

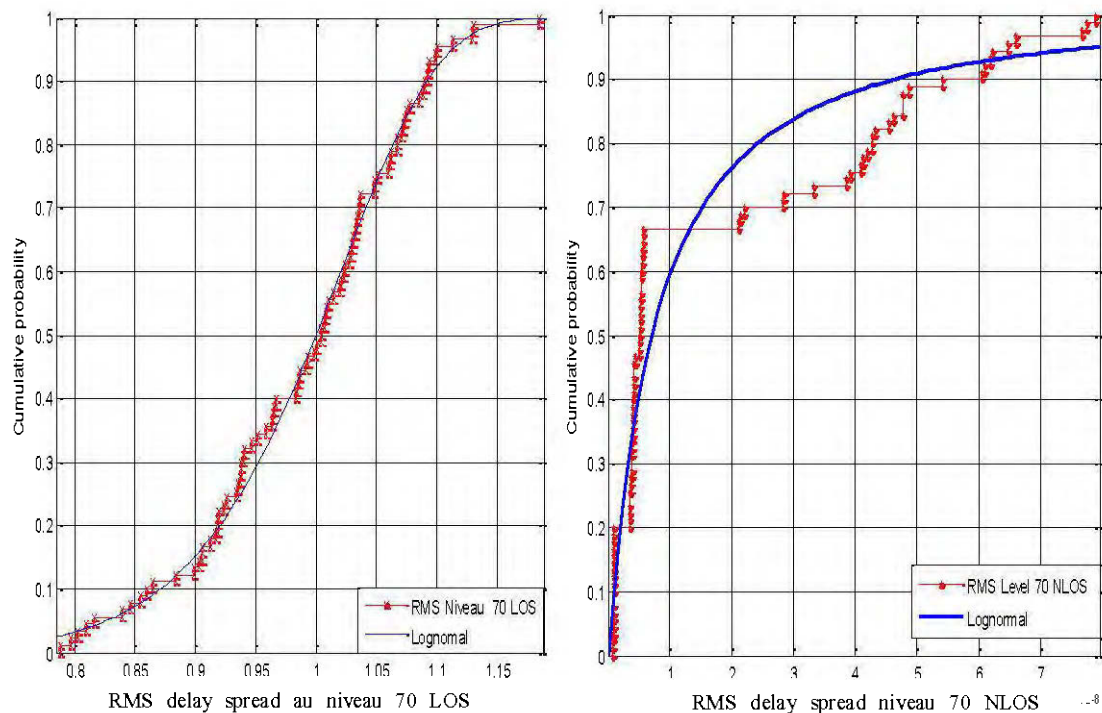


Figure 5-15: CDF du RMS delay spread au niveau 70m

En utilisant le test de Kolmogorov-Smirnov, nous avons pu déduire que la distribution Lognormal constitue le meilleur ajustement des paramètres temporels. Ce résultat s'est confirmé pour tous les scénarios dans les deux niveaux de la galerie minière que nous avons pu tester.

La distribution Lognormal en configuration LOS peut se justifier par le fait que l'impulsion directe est accompagnée d'impulsions plus faibles dispersées par les parois rocheuses de la mine.

Nous avons par la suite comparé les paramètres de dispersion des niveaux 40 et 70 et les figures suivantes présentent les résultats obtenus.

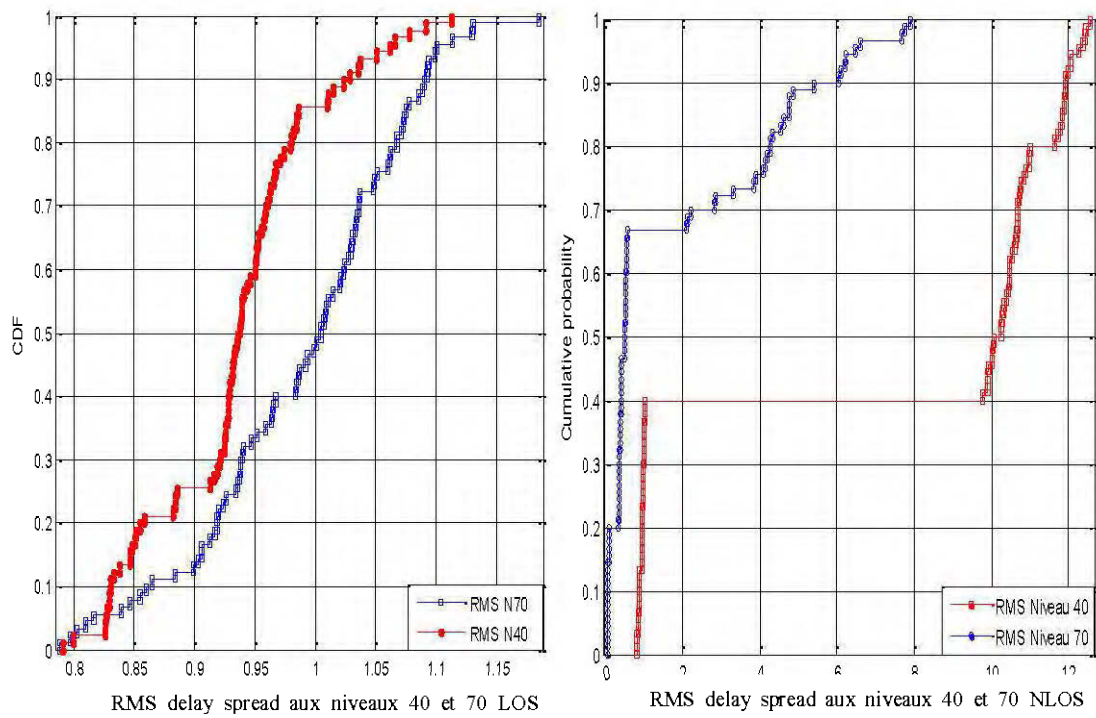


Figure 5-16: Courbes comparatives du RMS delay spread aux niveaux 40m et 70m.

Lorsque nous comparons les RMS delay spread obtenus dans les deux niveaux de la mine, nous observons des différences entre ceux-ci. Ces faibles différences peuvent s'expliquer par la nature des galeries en elles-mêmes. Par exemple, en ligne de vue, le

RMS delay spread est plus élevé au niveau 70 qu'au niveau 40. En non-ligne de vue, nous observons plutôt le cas contraire. La raison est tout simplement liée à la configuration de la galerie. En effet, la galerie étant quasiment deux fois plus grande, le temps d'arrivée des rayons est plus grand et aussi l'amplitude reçue est beaucoup plus atténuée. La variation du RMS à différents niveaux s'explique par la configuration de la mine par conséquent nous pouvons conclure que la profondeur n'influe pas sur les délais non plus.

5.4.4 La bande de cohérence

La bande de cohérence d'un canal de propagation B_C est la mesure d'une bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation est considéré comme plat. Nous avons utilisé la formule (3.25) pour calculer la bande aux niveaux 70 et 40.

$$B_C \approx \frac{1}{5 \cdot \tau_{RMS}} \quad (5.17)$$

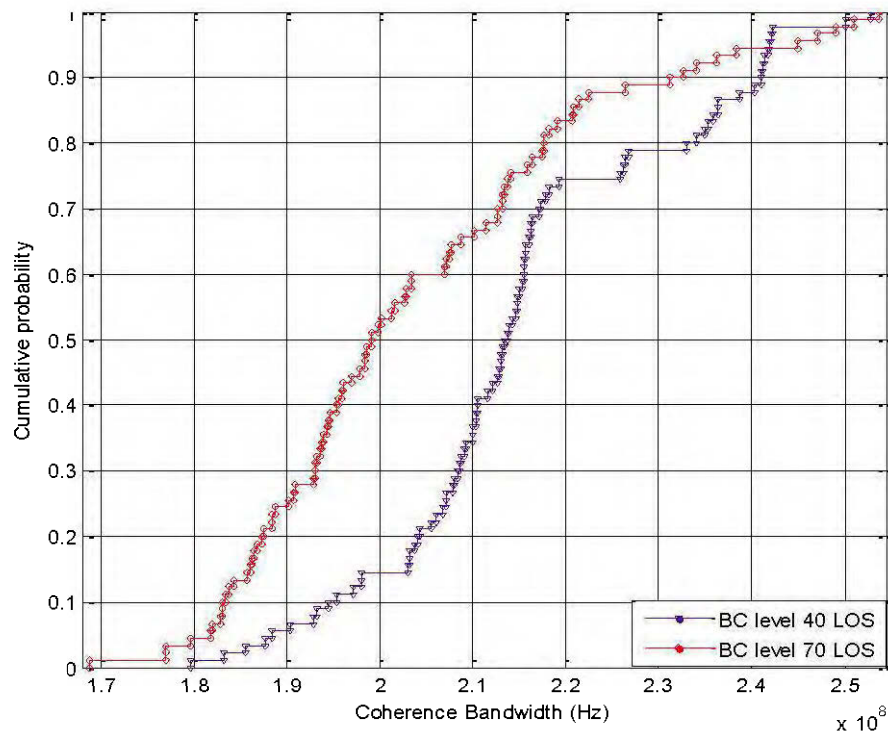


Figure 5-17: Bande de cohérence aux niveaux 40m et 70m en LOS.

En ligne de vue, la bande de cohérence est plus importante au niveau 70 qu'au niveau 40. Ce résultat est lié à la différence entre RMS delay spread au niveau 70 et au niveau 40.

5.5 Comparaison des résultats avec d'autres travaux

Dans les années antérieures, plusieurs campagnes de mesures et des efforts de modélisation de canal ont été réalisés afin de caractériser un canal UWB. Des chercheurs de différents horizons ont effectué des mesures dans le domaine fréquentiel en utilisant des analyseurs de réseaux vectoriels ; par ailleurs quelques systèmes de mesure d'impulsion directe dans le domaine temporel ont été utilisés pour caractériser le canal UWB. Cependant, il est difficile de comparer efficacement nos mesures et celles des autres publiées dans la littérature, ceci dû notamment à l'environnement de mesure, des scénarios utilisés, de la bande passante considérée, etc.

5.5.1 Comparaison avec d'autres modèles UWB à grande échelle

Les indices de perte de puissance obtenus pour les systèmes à bande étroite sont généralement compris entre 1.6 et 1.8 dans des environnements en ligne de vue et entre 4 et 6 pour des environnements en non-ligne de vue [25].

Les indices pour un canal UWB sont globalement comparables avec ceux à bande étroite pour les lignes de vue, mais sont plus petits pour des scénarios NLOS. Dans [45], l'indice obtenu vaut 1,27 pour un couloir étroit. Pour nos mesures, nous avons trouvé 1.8 et 4.01 en LOS et NLOS respectivement. Selon [50], l'indice du path loss et l'écart type du shadowing en LOS valent 1,7 et 1,5 dB, respectivement, et en NLOS sont de 4,1 et 3,6 dB, respectivement. Dans [40] les valeurs de l'indice trouvées sont de 1,18, 2,18, 2,48 et 2,69 pour les mesures en LOS (trois chambres), NLOS (trois chambres), LOS (quatre-pièces) et NLOS (quatre-pièces), respectivement. Selon [44], l'indice et l'écart type sont de 2,4 et 5,9 dB, respectivement, et la distribution qui s'ajuste le mieux pour le shadowing est la Lognormale. Plusieurs autres valeurs

obtenues de l'indice de perte de puissance et l'écart type du shadowing grâce à des campagnes de mesure sont résumées dans le tableau 5.8.

5.5.2 Comparaison avec d'autres modèles UWB à petite échelle

Afin d'évaluer les statistiques à petite échelle, l'amplitude relative à petite échelle des points de mesures a été déterminée. Des données obtenues par mesure, la CDF de celles-ci sont calculées et ensuite comparées avec certaines distributions théoriques de l'amplitude telles Nakagami, Rice, lognormale, Rayleigh, et Weibull. De nos campagnes de mesure, nous avons constaté que la distribution Lognormal est celle que s'ajuste le mieux pour avec l'amplitude des puissances reçues dans les mines souterraines. La distribution de Nakagami est choisie parce que pour des cas particuliers tels que $m = 1$ et pour les très grandes valeurs de m , elle peut être ajustée avec les distributions de Rayleigh et lognormale, respectivement.

5.5.3 Comparaison avec d'autres paramètres de dispersion temporelle de l'UWB

Plusieurs travaux ont également été effectués pour calculer les paramètres temporels de dispersion et vu la nature diverse et variée des environnements de mesure, les résultats ne sont pas à priori globalement comparables. Nous donnons ici quelques résultats obtenus que nous avons trouvés dans la littérature. Keignart et Daniele [56] ont présenté leurs mesures pour une portée de 10 m dans un canal UWB intérieur. Ils ont constaté que leurs RMS delay spread varient entre 14 et 18 ns. Cette valeur est inférieure à celle qui a été obtenue par Hashemi [57]. Ils ont également constaté que le délai moyen augmente lorsque la distance émetteur-récepteur augmente.

The RMS delay spread semble suivre une distribution Lognormale en dB [49, 50, 56, 58]. Les paramètres de dispersion temporels en visibilité directe, dans [46] $\tau_{\text{rms}} = 4.7\text{ns}$ et $\sigma_{\text{rms}} = 2.3\text{ns}$, dans [50] $\tau_{\text{rms}} = 9\text{ns}$ et dans [56] $\tau_{\text{rms}} = 2 - 12\text{ns}$ et $\sigma_{\text{rms}} = 3.3\text{ns}$ ont été calculés. Pour le cas de non-visibilité, dans [46] $\tau_{\text{rms}} = 8.2\text{ns}$

et $\sigma_{\text{rms}} = 3.3\text{ns}$, dans [50] $\tau_{\text{rms}} = 11.5\text{ns}$ et dans [56] $\tau_{\text{rms}} = 14 - 19\text{ns}$ et $\sigma_{\text{rms}} = 1 - 5\text{ns}$. Les tableaux 5.8, 5.9 et 5.10 présenteront un récapitulatif des résultats obtenus dans la littérature à différentes configurations.

5.5.4 Comparaison avec les canaux à bande étroite et large bande dans les milieux souterrains

D'autres travaux de caractérisation des canaux en bande étroite et large bande dans l'environnement minier souterrain ont été publiés dans la littérature. Nerguizian et al [58] ont montré que l'indice de perte de puissance est égal à 2.16 avec un écart type de 6.13. Ils ont également trouvé que le RMS delay spread est d'environ 27 ns avec un écart type de 23.5. Boutin et al.[37] ont trouvé à 2.4 GHz et à 5.8 GHz un RMS égal à 6.49 ns et à 5.11 ns avec un écart type de 3.07 ns et 2.74 ns respectivement.

Liénard et Degauque [59] ont quant à eux trouvé un délai de 19 ns RMS en LOS dans leur galerie de mine souterraine et de 25 ns à 42 ns dans une configuration NLOS. Hamalainen et al.[60] ont observé que l'étalement du retard total n'excède pas 500 ns.

Tableau 5-8: Valeurs de n trouvés dans la littérature.

Source	Indice de perte de puissance n	Shadow fading	Distance (m)	Bande de fréquence (GHz)	Environnement
AT&T	1.70(LOS), 3.5 (NLOS)	2.8(LOS), 4.4 (NLOS)	1-15	4.375-5.625	Résidentiel
CEA-LETI	1.63(LOS), 3.68 (NLOS)	--	1-6(LOS), 3-20 (NLOS)	2-6	Bureau
INTEL	1.72(LOS), 4.09 (NLOS)	1.48(LOS), 3.63 (NLOS)	1-11(LOS), 4-15 (NLOS)	2-8	Résidentiel
U.C.A.N	1.4(LOS),3.2(soft)/4.1(hard) (NLOS)	0.35(LOS),1.21(soft)/1.87(hard) (NLOS)	4-14(LOS/NLOS)	-	Bureau
France Telecom	1.62(LOS), 3.22 (NLOS)	1.7(LOS), 5.5 (NLOS)	1-20	3.1-10.6	Bureau
Virginia Tech	1.3-1.4(LOS), 2.3-2.4 (NLOS)	2.5-3(LOS), 2.6-5.6 (NLOS)	5-49(LOS), 2-9 (NLOS)	Time domain	Laboratoire
Samsung	1.8(LOS), 2.18 (NLOS)	0.98(LOS), 1.43 (NLOS)	1-20	3.1-10.6	Résidentiel
IKT, ETH Zurich	2.7-3.3(on body), 4.1 (around the torso)	-	0.5-1.5	3-6	Corps humain
New Jersey Institute	1.55-1.65-1.77(LOS)	1.98-1.19-0.77(LOS)	1-10	2-6	Laboratoire
Casioli/ Molisch/ Win	2.04 ($d \leq 11m$), $-56+74\log(d)$ ($d > 11$)	-	8-11, 11-13 (NLOS)	-	Intérieur
Oulu Univ	1.04, 1.4, 1.8 (LOS), 3.2, 3.3, 3.9 (NLOS)	-	1-30(LOS), 4-14 (NLOS)	2-6	Intérieur
Whyless	1.58(LOS), 1.96 (NLOS)	-	2.5(LOS), 1.6 (NLOS)	1-11	Bureau
Time Domain	2.1 (LOS/NLOS)	-	2-21(LOS/NLOS)	-	Bureau
DARPA NETEX	1.3(LOS), 2.3 (NLOS)	2.6(LOS), 2.4 (NLOS)	-	≤ 10	Laboratoire
Oulu Univ	1.62(LOS)	-	3-6 (LOS)	3.1-6	Hôpital
LRTCS	1.1(LOS), 2.45 (NLOS)	1.1(LOS), 2.95 (NLOS)	1-12(LOS), 5-12 (NLOS)	2-5	Mine souterraine

Tableau 5-9: Paramètres temporels trouvés dans la littérature (LOS).

Source	τ_{rms}	τ_m	Distance (m)	Largeur de Bande (GHz)	Environnement
AT&T	4.7	-	1-15	4.375-5.625	Résidentiel
France Telecom	4.1	-	1-20	3.1-10.6	Bureau
Virginia Tech	5.41	5.19	5-49	Domaine temporel	Laboratoire
Intel	9	3	1-11	2-8	Résidentiel
Samsung	12.48-14	5.01-5.88	1-20	3.1-10.6	Laboratoire
New Jersey Inst	17.34	11.86	1-10	2-6	Laboratoire
Mitsubishi	28-31	-	3-10	2-8	Industrie
CEA-LETI	10.07	6.42	4	2-6	Laboratoire
IKT-ETH	1.4-2.1, 2.2-7.5	1.2-1.4, 4.7-11.3	0.5-1.5	3-6	Corps humain
Aquila Univ	5-11	1-4.5	1-25	Domaine temporel	Forêt
LRTCS	11.8	22.61	1-12	2-5	Mine souterraine

Tableau 5-10: Paramètres temporels trouvés dans la littérature (NLOS).

Source	τ_{rms}	τ_m	Distance (m)	Largeur de Bande (GHz)	Environnement
AT&T	8.2	-	1-15	4.375-5.625	Résidentiel
France Telecom	9.9	-	1-20	3.1-10.6	Bureau
Virginia Tech	13.7	16	2-9	Domaine temporel	Laboratoire
Intel	11.5	10	4-15	2-8	Résidentiel
Samsung	26.51-38.61	24.95-36.09	1-20	3.1-10.6	Laboratoire
CEA LOTI	14.78	16.01	4-10	2-6	Laboratoire
IKT-ETH	1.4-2.1, 7.3-9.9	1.1-1.1, 5.5-18.1	0.15-0.28	3-6	Corps humain
LRTCS	29.07	49.42	5-12	2-5	Mine souterraine

5.6 Capacité du canal

La capacité d'un canal de transmission se définit comme la plus grande quantité d'information pouvant transiter dans le canal. Afin d'évaluer la capacité du canal, toute la bande passante $[-B/2, +B/2]$ du canal UWB est divisée en un grand nombre de sous-canaux ayant une bande passante $\Delta f = 500$ kHz. De f à $f + \Delta f$, le spectre peut être considéré comme équivalent à un canal plat notamment que dans notre étude, Δf est largement inférieur à B_c . Ainsi, la capacité pour un canal UWB est définie par [61, 62] :

$$C = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P |H(f_k)|^2}{N_0 W} \right) \quad (5.18)$$

où M est le nombre d'échantillons dans le domaine fréquentiel, $|H(f)|$ est la réponse fréquentielle du canal mesuré, P est la puissance transmise distribuée sur la bande de fréquence, N_0 est une gaussienne centrée et W est la bande passante.

La capacité du canal a été calculée pour chaque mesure effectuée en considérant un SNR de 10 dB. Les résultats sont présentés à la figure 5.18.

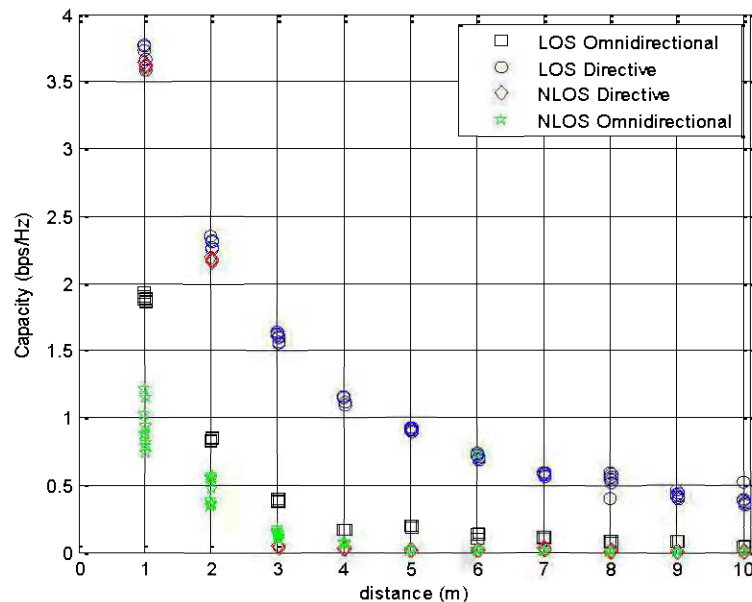


Figure 5-18: Capacité du canal au niveau 70m.

La capacité du canal obtenu décroît avec la distance et aussi elle dépend de la configuration de la galerie. En effet, en comparant par exemple les résultats à 5 mètres en visibilité et non-visibilité directe, on remarque une grande différence entre ceux-ci. Un autre aspect à prendre en considération est l'influence du type d'antenne sur la capacité du canal étudiée. Un écart maximal de 1.85 bps/Hz a été observé entre l'antenne directive et l'antenne omnidirectionnelle. Cela pourrait s'expliquer par le fait que l'antenne directive reçoit plus de puissance grâce à son diagramme de rayonnement. Les meilleurs résultats sont obtenus avec une combinaison de ligne de vue directe entre les émetteurs-récepteurs et antennes directives. La capacité maximale obtenue est égale à 3.778 bps/Hz.

Dans l'optique d'étudier l'influence de la profondeur de la galerie sur la capacité un canal, nous avons également calculé et dessiné la capacité aux niveaux 40 et 70. La figure 5.19 présente les résultats obtenus.

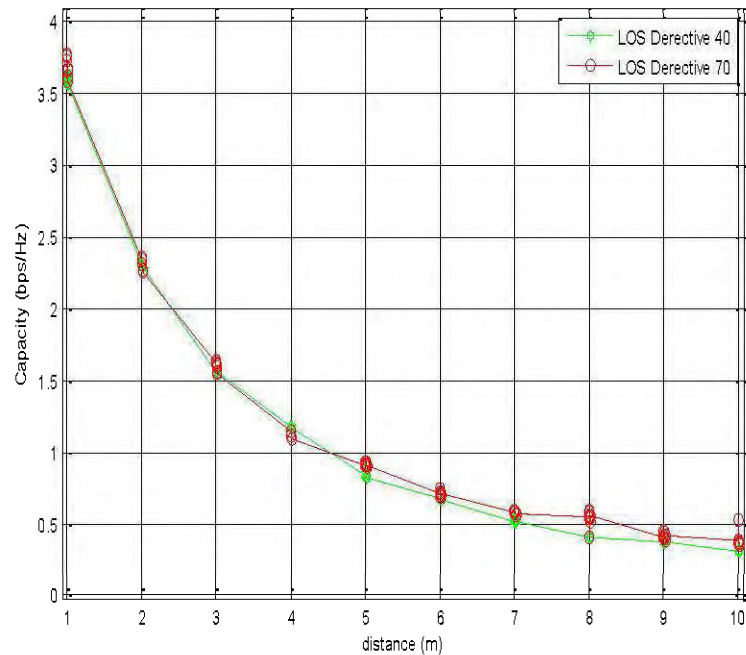


Figure 5-19: Capacité du canal aux niveaux 40m et 70m (LOS).

En observant ces résultats, on remarque dans le cas de visibilité directe avec antenne directive, la capacité est presque la même à différents niveaux de la galerie minière.

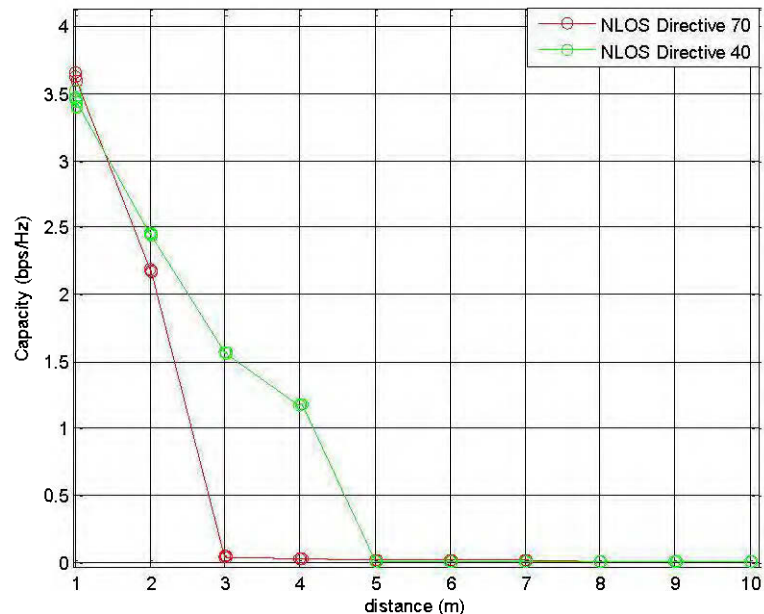


Figure 5-20: Capacité du canal aux niveaux 40m et 70m (NLOS).

Dans le cas NLOS, une légère différence est observée, mais cela est dû à la configuration de la galerie de mine. Ce résultat montre que la capacité du canal UWB ne varie pas avec la profondeur de la galerie.

5.7 Conclusion

L'idée principale de ce chapitre était de présenter les résultats obtenus des mesures effectuées dans un canal UWB. De ces mesures du canal UWB, nous avons extrait les paramètres de l'affaiblissement de parcours en fonction de la distance pour différentes configurations. L'analyse des résultats a montré que l'indice de perte de puissance pour les antennes directionnelles et omnidirectionnelles en la ligne de vue est proche de celui de l'espace libre. Dans le cas de non-visibilité directe,

l'affaiblissement de la puissance du signal UWB est très variant en fonction du type d'antenne et également du rayon de courbure de la galerie. Par ailleurs, nous avons également déterminé les indices au niveau 40 et comparé avec ceux obtenus au niveau 70. Nous avons pu conclure que cet indice ne dépend pas de la profondeur de la galerie. En utilisant deux types d'antennes différents en réception, l'indice de perte de puissance est également fonction du type d'antenne utilisé en réception.

En outre, nous avons constaté que l'ombrage (shadowing) de la puissance du signal reçu par rapport au modèle théorique suit une distribution Log normale. Son écart-type (en dB) a été trouvé pour le niveau 70 et est égale à $\sigma_{dB} = 0.98$ et $\sigma_{dB} = 1.23$ en LOS et NLOS respectivement et $\sigma_{dB} = 1.98$ et $\sigma_{dB} = 1.73$ pour le niveau 40 en LOS et en NLOS, respectivement.

Les paramètres temporels de dispersion à bande ultra large ont été calculés dans deux niveaux de la galerie avec différentes configurations. Les valeurs obtenues sont pour la plupart beaucoup plus petites comparés à celles des systèmes à bande étroite dans des environnements similaires. Ainsi des débits élevés peuvent être obtenus dans des galeries minières en utilisant l'UWB. Outre les applications de suivi et de localisation, des applications qui nécessitent du haut débit peuvent être déployées dans la mine. Nous avons comparé les paramètres obtenus dans les niveaux 40 et 70 et nous pouvons conclure que ces paramètres ne dépendent pas de la profondeur de la galerie.

Enfin l'un des éléments importants d'un canal qui est la capacité a aussi été calculé aux différents niveaux et à différentes configurations. Le résultat nous conforte dans l'idée de l'utilisation de l'UWB pour des applications hauts débits $C = 3.778$ bps/Hz. Nous avons également remarqué la décroissance de la capacité en fonction de la distance. Ceci est tout simplement dû à la perte de la puissance reçue en fonction de la distance. En comparant également les résultats aux deux niveaux de la galerie minière, nous pouvons conclure que la capacité ne dépend pas de la profondeur de la galerie.

CHAPITRE 6

CONCLUSION

Depuis le début de sa régularisation en 2002 par le FCC, l'intérêt suscité par la technologie UWB n'a cessé de croître. Cet engouement s'est manifesté dans les milieux scientifique et industriel par un grand nombre de publications spécifiant les caractéristiques de propagation de cette technologie dans différents milieux.

Les mines souterraines, caractérisées par leurs conditions de travail difficiles et leurs environnements dangereux, nécessitent des systèmes de communication performants pour le bon fonctionnement de la mine, pour assurer une meilleure sécurité, réduire manuellement les tâches répétitives et augmenter l'efficacité globale et la productivité. La plupart des systèmes de communications existants dans la mine sont basés sur des systèmes filaires (Leaky feeder) et sont incapables de résister à des accidents ainsi que des catastrophes rendant ce milieu inaccessible et non sécuritaire. Les communications sans fil peuvent être utilisées pour la surveillance, la voix, la localisation et l'automatisation. L'ultra wide band, de par ses caractéristiques, est le candidat idéal pour atteindre ces objectifs.

Afin de développer des systèmes de communications UWB et en exploiter efficacement ses avantages, il est important de bien connaître les propriétés du canal de propagation. L'objectif de notre travail consistait donc à caractériser le canal de propagation UWB dans un milieu confiné souterrain.

Pour l'analyse du canal de propagation dans la mine sur la bande 3 GHz - 10 GHz, la technique du balayage fréquentiel a été sélectionnée. Nous avons utilisé un dispositif comportant un VNA, une antenne directive en émission et deux types d'antennes en réception (directive et omnidirectionnelle). Pour caractériser notre canal de propagation, nous avons effectué différentes mesures dans la mine. Ces mesures ont

été réalisées sur toute la largeur de bande de 3 à 10 GHz en configuration LOS et NLOS. Nous avons pu ainsi collecter un grand nombre de réponses fréquentielles que nous avons par la suite transformées en réponses impulsionnelles. À partir de ces réponses impulsionnelles, nous avons extrait les paramètres caractérisant un canal.

Nous avons en premier temps examiné les effets des antennes sur le canal de propagation en mesurant les réponses fréquentielles avec deux types d'antennes. En utilisant une antenne directive, on obtient une réponse fréquentielle plus stable qu'avec l'utilisation de l'antenne omnidirectionnelle.

La largeur de bande du canal utilisée (7 GHz) étant grande, nous avons déterminé le facteur de décroissance fréquentiel traduisant la dépendance fréquentielle de la perte de puissance pour les deux niveaux de la mine et ceux-ci sont quasiment égaux.

Par la suite, nous avons déterminé la perte de puissance en fonction de la distance pour les différents types d'antennes et différentes combinaisons des galeries. Les résultats obtenus sont semblables à ceux obtenus dans la littérature pour les environnements intérieurs. En ligne de vue, l'indice de perte de puissance parcourus est proche à celui de l'espace libre. Ces deux valeurs sont quasiment égales et proches de l'indice de perte de trajet en espace libre dont la valeur vaut 2. Il est égal à 1,80 au niveau 70 et vaut 1,87 au niveau 40. L'indice de perte de puissance ne varie pas en fonction de la profondeur de la galerie. Dans le cas de la configuration NLOS, les indices valent 4.01 pour le niveau 70 et 4.74 pour le niveau 40. De même, ces résultats sont proches et on en trouve quelques indices dans la littérature qui sont compris dans la page 4-6.

Les paramètres de dispersion temporelle d'un canal de propagation sont parmi les éléments les plus importants. Ils permettent de déterminer entre autres la sélectivité du canal. L'écart type de la dispersion des délais présente sensiblement les mêmes valeurs aux niveaux 40 et 70. Au même niveau de la galerie avec deux types d'antennes différentes, l'antenne directive est plus efficace que l'omnidirectionnelle. En non-visibilité directe, la courbure de la galerie a également son importance. En effet le

RMS avec une ouverture de 90° est plus grand en moyenne par rapport à une ouverture de 120° . Les meilleurs résultats sont obtenus en ligne de vue avec une antenne directive en réception. En analysant l'écart type de la dispersion des délais, la distribution lognormale est celle qui s'ajuste bien avec les résultats obtenus. En comparant les différents paramètres de dispersions temporelles, ils ne dépendent pas de la profondeur de la galerie.

La capacité du canal obtenu permet de proposer des applications hauts débits dans un canal minier. Néanmoins, une dégradation s'observe rapidement avec l'augmentation de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Les résultats de nos travaux offrent un ensemble d'outils efficaces permettant de simuler un canal de propagation UWB dans des milieux confinés souterrains. L'analyse des propriétés du canal a permis de construire un modèle complet du canal de propagation UWB dans un environnement confiné souterrain. Pour ce faire, un modèle de pertes par propagation tenant compte de l'atténuation du canal en distance et en fréquence a été décrit. La réponse impulsionnelle du canal est ensuite décrite par un ensemble de rayons, caractérisés par leur amplitude, leur retard et leur phase. Les paramètres du modèle permettent de générer plusieurs réalisations du canal de manière aléatoire en respectant la structure de la réponse impulsionnelle.

Les travaux menés dans le cadre d'une maîtrise sont forcément limités dans le temps et, de ce fait, certains aspects ne sont pas pris en considération. Différentes perspectives sont offertes pour continuer le travail entamé dans le cadre de cette maîtrise. Durant nos mesures pour caractériser le canal de propagation UWB, nous avons considéré uniquement une configuration statique où aucun véhicule ou mineur ne se trouvait dans la galerie lors des mesures effectuées. Cette hypothèse n'est pas réaliste si on considère la présence de l'activité humaine dans les galeries minières. Donc un comportement temporel du canal UWB devrait être étudié dans le futur. De même, une étude expérimentale du canal de propagation dans un environnement plus complexe à trois dimensions (dans plusieurs galeries minières) devrait être faite pour

être plus réaliste. Par ailleurs, les résultats obtenus sont expérimentaux et il serait ainsi très intéressant de comparer le modèle statistique proposé à des résultats provenant d'un modèle déterministe, de type tracé de rayons par exemple. Un autre aspect à considérer serait les angles d'arrivée des rayons. En effet, ceux-ci sont également des éléments importants pour les variations spatiales du canal de propagation. Une étude plus poussée des effets d'antennes UWB devrait être faite. Il serait également très intéressant de regarder les apports de plusieurs antennes UWB aussi bien en émission qu'en réception (MIMO) pour ce type de canal. Enfin, la bande 3 à 10 GHz étant plus ou moins déjà utilisée pour d'autres technologies, on pourrait se tourner vers la nouvelle bande pleine d'avenir, la bande de 60 GHz, et étudier ses caractéristiques à large bande pour un canal confiné souterrain.

ANNEXE A : Spécifications techniques des antennes



ELECTRO-METRICS

TECHNICAL DATA

A1. EM-6116 omni-directional antenna

Description

The EM-6116 is a vertically polarized, Omni-directional antenna covering the frequency range 2 to 10 GHz. It is enclosed in a weather resistant Radom. Smaller than other similar antennas, the EM-6116 is ideal for covert applications.

Specifications	
Electrical	
Frequency Range:	2 GHz to 10 GHz
Gain, nominal:	+1 dBi
Deviation from Omni:	±1 dB
VSWR:	2.0:1, maximum
Impedance:	50 Ohms
Power Handling:	25 W
Connector	Type N, female
Mechanical	
Length :	8.5 cm (3.35")
Length Over Connector :	10.4 cm (4.1")
Diameter :	5.1 cm (2.0")
Weight :	204g (7.2oz)

A.2 Double bridged horn antenna DRG-118/A specifications

A.2.1 Electrical Specifications

ELECTRICAL

Frequency Range	1.0-18.0 GHz
VSWR (Typical)	2.0:1
Gain, dBi (Typical)	See Table 1.1
Antenna Factor (Typical)	See Table 1.1
Power Handling	400 Watts CW
Polarization	Linear
Connector	N-Female
Impedance	50 Ohms

A plot of VSWR verses frequency is included herein in Appendix I. E and H plane antenna patterns from 1 to 18 GHz are contained here in Appendix II.

Table 1.1: electrical specifications

DRG-118/A					
Typical Antenna Factor and Gain			Power Requirement (Watts) at 1 Meter Spacing to obtain field strength		
Frequency (GHz)	AFE (dBm-1)	Gain (dBi)	E 10Wm	E 20/m	E 100V/m
1	22.93	7.3	0.62	2.48	62.0
2	30.15	6.1	0.82	3.27	81.8
3	30.67	9.1	0.41	1.64	40.9
4	29.97	12.3	0.20	0.78	19.6
5	32.81	11.4	0.24	0.97	24.1
6	32.99	12.8	0.17	0.70	17.4
7	35.33	11.8	0.22	0.88	22.0
8	36.79	11.5	0.24	0.94	23.5
9	36.21	13.1	0.16	0.65	16.3
10	38.03	12.2	0.20	0.80	20.0
12	37.81	14.0	0.13	0.53	13.2
14	42.35	10.8	0.28	1.11	27.7
16	38.51	15.8	0.09	0.35	8.7
18	42.54	12.8	0.18	0.70	17.5

A.2.2 Mechanical specifications

Dimensions	Weight	Mounting
7.85" (19.9 centimeter)	3 Lb. 12 oz. (1.4 kg.)	1/4 -20 Bolt hole
9.50" (24.1 centimeter)		
5.63" (14.3 centimeter)		

ANNEXE B : Distributions statistiques

B.1 Définitions

Cette section définit les principales lois de distribution présentées dans ce mémoire. Sauf mention contraire, la plupart d'entre elles sont généralement utilisées pour caractériser l'amplitude de la réponse impulsionnelle du canal à un retard donné. Pour chaque distribution de la variable aléatoire X , nous donnons la densité de probabilité $p_X(x)$, la fonction de répartition $F(x) = P(X \leq x)$, les moments d'ordre un et deux $E[X]$ et $E[X^2]$, et la variance $\text{Var}[X]$.

B.1.1 Distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh est définie à partir du paramètre σ , qui est lié à l'écart-type de la distribution par une constante.

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{B.1})$$

$$F(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{B.2})$$

$$E[X] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.25 \sigma \quad (\text{B.3})$$

$$E[X^2] = 2\sigma^2 \quad (\text{B.4})$$

$$\text{Var}[X] = \left(\frac{4 - \pi}{2}\right)\sigma^2 \quad (\text{B.5})$$

B.1.2 Distribution de Rice

La distribution de Rice est définie à partir de deux paramètres s et σ .

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \quad (\text{B.6})$$

où $I_0(x)$ représente la fonction modifiée de Bessel de type I

$$F_X(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{s}{x}\right)^k I_k\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \quad (\text{B.7})$$

$$E[X] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} |\sigma| L_{1/2}\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{B.8})$$

$L_{1/2}$ est la fonction de Laguerre

$$\begin{aligned} L_{1/2} &= {}_1F_1\left(-\frac{1}{2}; 1; x\right) \\ &= e^{x/2} \left[(1-x) I_0\left(-\frac{x}{2}\right) - x I_{01}\left(-\frac{x}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

$$E[X^2] = s^2 + 2\sigma^2 \quad (\text{B.10})$$

$$Var[X] = s^2 + 2\sigma^2 - \frac{\pi\sigma^2}{2} L_{1/2}^2\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{B.11})$$

Un paramètre caractéristique de cette distribution est le paramètre k donné par :

$$k = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (\text{B.12})$$

La distribution de Rice tend vers une distribution de Rayleigh lorsque s tend vers 0.

B.1.3 Distribution de Nakagami

La distribution de Nakagami est définie à partir de deux paramètres m et Ω .

$$p_X(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right) \quad (\text{B.13})$$

où $\Gamma(m)$ représente la fonction Gamma définie par :

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt \quad (\text{B.14})$$

$$F(x) = \gamma\left(\frac{mx^2}{\Omega}, m\right) \quad (\text{B.15})$$

Où γ représente la fonction Gamma incomplète définie par :

$$\gamma(a, x) = \frac{1}{\Gamma(x)} \int_0^a e^{-t} t^{x-1} dt \quad (\text{B.16})$$

$$E[X] = \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \sqrt{\frac{\Omega}{m}} \quad (\text{B.17})$$

$$E[X^2] = \Omega \quad (\text{B.18})$$

$$Var[X] = \Omega \left[1 - \frac{1}{m} \left(\frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m)} \right)^2 \right] \quad (\text{B.19})$$

De nombreux estimateurs existent pour le paramètre m . nous le définissons par celui-ci :

$$m \square \frac{\overline{(x^2)}^2}{\overline{x^4} - \overline{(x^2)}^2} \quad (\text{B.20})$$

La distribution de Nakagami tend vers une distribution de Rayleigh lorsque m tend vers 1.

B.1.4 Distribution de Weibull

La distribution de Weibull est définie à partir de deux paramètres, k et λ (le paramètre de forme et d'échelle, respectivement).

$$p_X(x) = (k/\lambda)(x/\lambda)^{k-1} \exp\left(- (x/\lambda)^k\right) \quad (\text{B.21})$$

$$F(x) = 1 - \exp\left(- (x/\lambda)^k\right) \quad (\text{B.22})$$

$$E[X] = \lambda \Gamma\left(1 + \frac{1}{k}\right) \quad (\text{B.23})$$

$$E[X^2] = \lambda^2 \Gamma\left(1 + \frac{2}{k}\right) \quad (\text{B.24})$$

$$Var[X] = \lambda^2 \left[\Gamma\left(1 + \frac{2}{k}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{2}{k}\right) \right] \quad (\text{B.25})$$

Pour estimer les paramètres k et λ , la fonction *wblfit* proposée par *MATLAB*[®] est utilisée. La distribution de Weibull tend vers une distribution de Rayleigh lorsque k tend vers 2.

B.1.5 Distribution normale

La distribution normale est définie à partir de deux paramètres, sa moyenne μ et son écart-type σ .

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{B.26})$$

$$F(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf}\left(\frac{x-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right) \quad (\text{B.27})$$

$$E[X] = \mu \quad (\text{B.28})$$

$$E[X^2] = \mu^2 + \sigma^2 \quad (\text{B.29})$$

$$Var[X] = \sigma^2 \quad (\text{B.30})$$

erf représente la fonction erreur définie par :

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (\text{B.31})$$

B.1.6 Distribution lognormale

La distribution log-normale est définie à partir de deux paramètres m et σ . Elle correspond à une distribution normale de l'enveloppe complexe du signal exprimée en dB. En ayant en esprit que m et σ sont la moyenne et l'écart type non pas de x mais de $\log(x)$, on a :

$$p_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{x} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\ln x - m}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (\text{B.32})$$

$$F(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^x \frac{1}{t} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\ln t - m}{\sigma} \right)^2 \right] dt = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{\ln x - m}{\sigma\sqrt{2}} \right) \right] \quad (\text{B.33})$$

$$X[X] = \exp \left(m + \frac{\sigma^2}{2} \right) \quad (\text{B.34})$$

$$E[X^2] = \exp \left(m + \frac{\sigma^2}{2} \right) \sqrt{\exp(\sigma^2) - 1} \quad (\text{B.35})$$

B.2 Test de Kolmogorov-Smirnov

Soit $F_n(x)$ une fonction de répartition empirique, basée sur n échantillons, et $F_0(x)$ la fonction de répartition théorique de la variable aléatoire sur laquelle s'effectue le tirage. On pose :

$$D_n = \max \{ F_n(x) - F_0(x) \} \quad (\text{B.36})$$

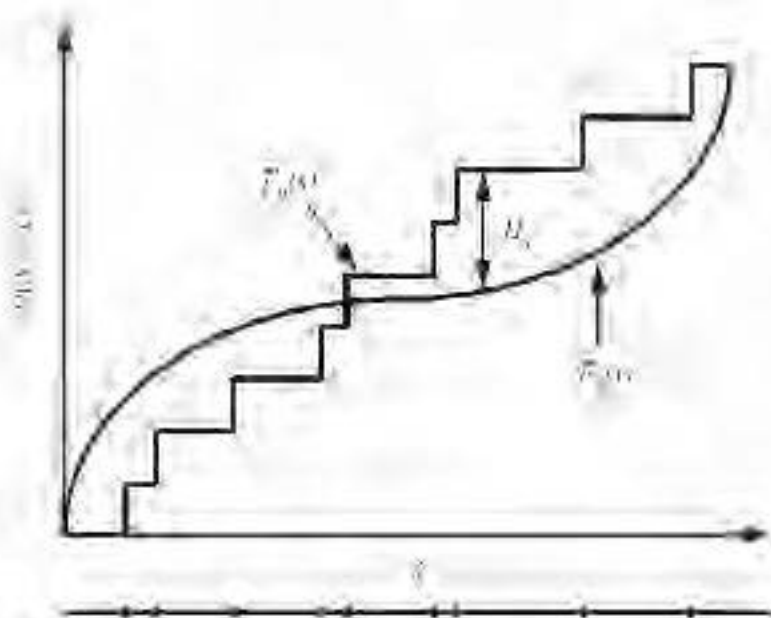


Figure B-1. Test de Kolmogorov-Smirnov : fonctions de répartition théorique et empirique.

Kolmogorov a étudié la distribution de D_n . Pour un seuil de décision α , on note, avec d_α la valeur critique :

$$P(D_n \geq d_\alpha) = \alpha \quad (\text{B.37})$$

Ou encore

$$P(F_n(x) - d_\alpha \leq F_n(x) \leq F_n(x) + d_\alpha, \forall x) = 1 - \alpha \quad (\text{B.38})$$

La valeur critique a été tabulée pour différentes valeurs de α et n . On peut montrer par exemple que pour $n \geq 80$,

$$d_{n,0.05} \cong 1.3581n^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{B.39})$$

$$d_{n,0.01} \cong 1.6276n^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{B.40})$$

Pour un échantillon de taille $n = 100$, par exemple, on peut conclure que la probabilité est de

- 95% que $F_0(x)$ se situe entièrement entre $F_{100}(x) - 0.13581$ et $F_{100}(x) + 0.13581$;
- 99% que $F_0(x)$ se situe entièrement entre $F_{100}(x) - 0.16276$ et $F_{100}(x) + 0.16276$.

Le test de Kolmogorov-Smirnov consiste à calculer l'écart maximal entre une fonction de répartition empirique et une fonction de répartition théorique, pour un seuil de décision α donné :

- s'il est inférieur à la valeur critique d_α , on conclut que la fonction de répartition empirique suit bien la même loi que la fonction de répartition théorique ;
- s'il est supérieur à la valeur critique d_α , on conclut que la fonction de répartition empirique ne suit pas la même loi que la fonction de répartition théorique.

Formellement, si le test indique que l'ensemble d'échantillons ne suit pas la loi de distribution théorique, alors que c'est le cas, on a affaire à une erreur de type I. Si le test indique que l'ensemble d'échantillons suit la loi de distribution théorique, alors que ce n'est pas le cas, on a affaire à une erreur de type II. Dans le cas du test de Kolmogorov-Smirnov, la probabilité d'erreur de type I est connue (α), mais la probabilité d'erreur de type II n'est pas directement calculable. Autrement dit, on ne connaît pas la probabilité d'erreur lorsqu'on conclut qu'un ensemble d'échantillons suit une loi donnée. Ce test est donc à utiliser avec parcimonie.

Annexe C:

Publications

B. Nkakanou, G. Y. Delisle, N. Hakem, “Experimental Characterization of Ultra Wideband channel parameters measurements at millimeter waves”, accepté le 25-08 2011 pour publication dans *Journal of Computer Networks and Communications*

B. Nkakanou, N. Hakem, G. Y. Delisle, “Experimental Evaluation of the Ultra-Wideband Propagation Channel in an Underground Mine,” *Antennas and Propagation Society International Symposium (APS/URSI)*, Jul 2011, pp. 2781-2784

M. M. Moutairou, **B. Nkakanou**, H. Aniss, G. Y. Delisle, “Characterization of the underground mine mobile channel using Power Spectrum Analysis,” *Antenna Technology, International Workshop on*, Mar 2010, pp.1-4

Experimental characterization of Ultra Wideband channel parameters measurements in an underground mine

B. Nkakanou^{1*}, G.Y. Delisle*, N. Hakem*

Abstract—Experimental results for an ultra-wideband (UWB) channel parameters in an underground mining environment over a frequency range of 3 GHz to 10 GHz are reported. The measurements were done both in LOS and NLOS cases in two different size mine galleries. In the NLOS case, results were acquired for different corridor obstruction angles. The results were obtained during an extensive measurement campaign in the UWB frequency and the measurement procedure allows both the large and small scale parameters such as the path loss exponent, coherence bandwidth, etc to be quantified. The capacity of the UWB channel as a function of the physical depth of the mine gallery has also been recorded for comparison purposes.

Index Terms— Experimental characterization, Wideband channel Capacity, UWB channel modelization, UWB channel propagation modeling, underground mine, harsh propagation area.

I. INTRODUCTION

Ultra-wideband (UWB) radio is a technology that has attracted a great deal of interest from academia, industry, and global standardization bodies over the recent years. The FCC are defined UWB as signals having 10-dB bandwidth greater than 25% of their center frequencies of the radiation [1].

Ultra-wideband is a wireless technology that has offers many advantages, mainly the high-speed data transmissions, short duration pulse, low power spectral density and large instantaneous bandwidth. These specifications allow coexistence with other existing technologies and enables fine time resolution. Many studies have shown that UWB is a good candidate for short-range multiple-access communications in dense multipath environments [2-4]. The potential of UWB system provides the following features: multiple accesses due to wide transmission bandwidths, accurate position location and ranging, and lack of significant multipath fading due to fine delay resolution, protected communications due to low transmission power.

In order to establish a suitable model for the ultra-wideband channel behavior which are used when designing WB communications systems to support applications in underground mine environment, it is then important to have a thorough understanding of the propagation channel constraints.

In recent years, several measurement campaigns to characterize the mining channel were conducted by the Télébec Underground Communications Research Laboratory (LRTCS) located in the mining area of Val-d'Or, Québec, Canada [5-6]. This laboratory, specializes in complex confined areas communication, has at its disposal a unique experimental mine (CANMET-Canadian Centre for Minerals and Energy Technology).

Characterization of channel propagation in underground environments has been an area of research since many years but these studies have been carried out almost exclusively in tunnels. Also, many propagation measurements have been carried out for indoor narrowband propagation channels and several models have been proposed in the literature [5-7]. However, due to their restricted measurement bandwidth, they were inappropriate for the UWB systems.

Similarly, UWB measurements and characterization of channels in indoor and outdoor environments [8-11] have been also performed in that type of environment. However, despite these various research efforts, there is still an important lack of information about propagation characteristics of UWB systems in a confined environment.

The objectives of this paper are to present measurements and characterization of ultra wideband (UWB) propagation in an underground mining environment and to detail the experimental procedures and measurement setup used to collect the data. Experimental procedures and locations where the measurements were carried out are reported with full details then, the post-processing of the acquired data is explained. Finally, the results pertaining to the signal quality, small-scale effects, large-scale path-loss exponents, time dispersion parameters and capacity are discussed. Some site-specific trends and observations are described and channel performances for two types of directive and omnidirectional antennas are compared.

The paper is organized as follows. In Section II, the mining environment and measurement setup are presented. In section III, relevant channel parameters are presented

¹bertrand.nkakanou@uqat.ca

^{*}LRTCS-UQAT, 450 3eme Avenue Local 105
Val-d'Or, Qc, J9P1S2, CANADA

based on the measurements. Section IV presents the conclusions.

II. MEASUREMENT SYSTEM

Intensive measurements were carried out in underground galleries of a former gold mine at CANMET in Val-d'Or, Qc, Canada. The measurements were conducted at two levels (40m and 70 m) in the mine. The purpose of these measurements was to achieve a characterization of the two propagation channels based on statistical analysis and modelling of the channel's impulse response. The measurements were taken in both line of sight (LOS) and non line of sight (NLOS) scenarios. The measurements were made between 1 m and 10 m in LOS and in NLOS cases at regular interval of 1 m. A description of measurement plan is described below in figure 1.

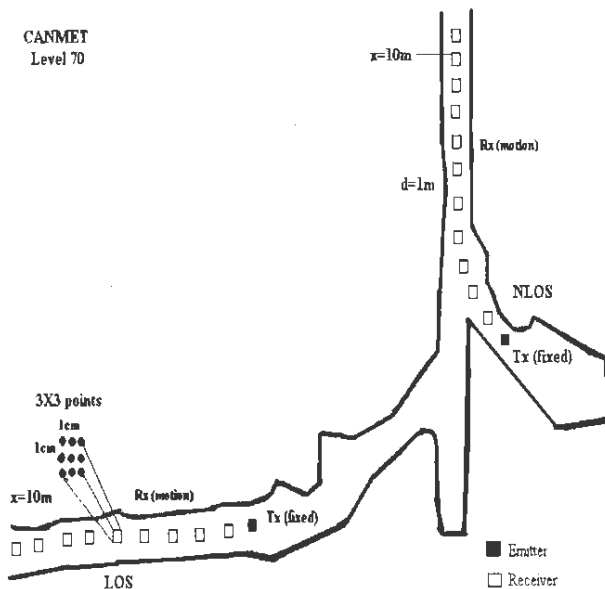


Fig.1 Map of the underground gallery at level 70

A. Measurement Plan

The goal of the measurements was to investigate the small and large scale variations in the statistics of the channel. Large scale variations are due to high antenna separations changes, one meter for instance where small-scale variations indicate changes in statistics when the moving antenna's position changes by a few centimeters. The environment mainly consists of very rough walls, the floor is uneven and there are some puddles of water mainly at level 70. Fig. 1 illustrates the map of the gallery with all its adjacent galleries at level 70.

At level 70, the dimensions of the mine corridors are approximately 2.5 m in width and 3 m in height (Fig.2). The gallery walls are somewhat discontinuous and the lengths of the galleries used for the experimentation are approximately 80 meters in length for level 70 and 100

meters at level 40. In NLOS case, measurements at different angles of obstruction were made.



Fig.2 Photography of a gallery in CANMET mine at level 70

At level 40, the dimensions of the mine corridors are 4 m in width and approximately 5 m in height. This gallery is broader and higher than the one at level 70 and the floor's slope is about 15 degrees.

B. Measurements

A Vector Network Analyzer (VNA) is measurement equipment which can measure scattering parameters or S-parameters which gives both the amplitude and phase of the reflection and/or transmission coefficients of the device under test, here the UWB channel. A communication channel can be viewed as a two port passive device with input and output ports located at the transmitter and receiver, respectively. The advantage of using a VNA as the transceiver is its stepped frequency mode of operation, and its inherent ability to sweep over a wide range frequency band (10 MHz–40 GHz for Agilent E8363B) while maintaining a high receiver sensitivity. For each point considered, the VNA was used to measure and record the complex frequency response, the S_{21} parameter, over a 7 GHz bandwidth (BW) centered on 6.5 GHz.

The measurements were taken with the transmitting antenna at a fix position while the receiver was moved along the gallery. For each position, a specially constructed grid was used to measure at nine horizontally-spaced points around the nominal receiver position. The distance between spatial points is 1 cm, allowing us to avoid the correlation between signals at very close frequencies. During all measurements, the heights of transmitting and receiving antennas are maintained at 1.5 m in the same horizontal plane and the channel is kept stationary by ensuring there is no movement in the surrounding environment. To ensure alignment, a laser was used to maintain the same level.

At port 1, a signal was emitted and at the reception, the receiving antenna was connected to the other port of the VNA with a coaxial cable, a few meters long. The complex channel transfer function is given by the S_{21} parameter [3,

11-12].

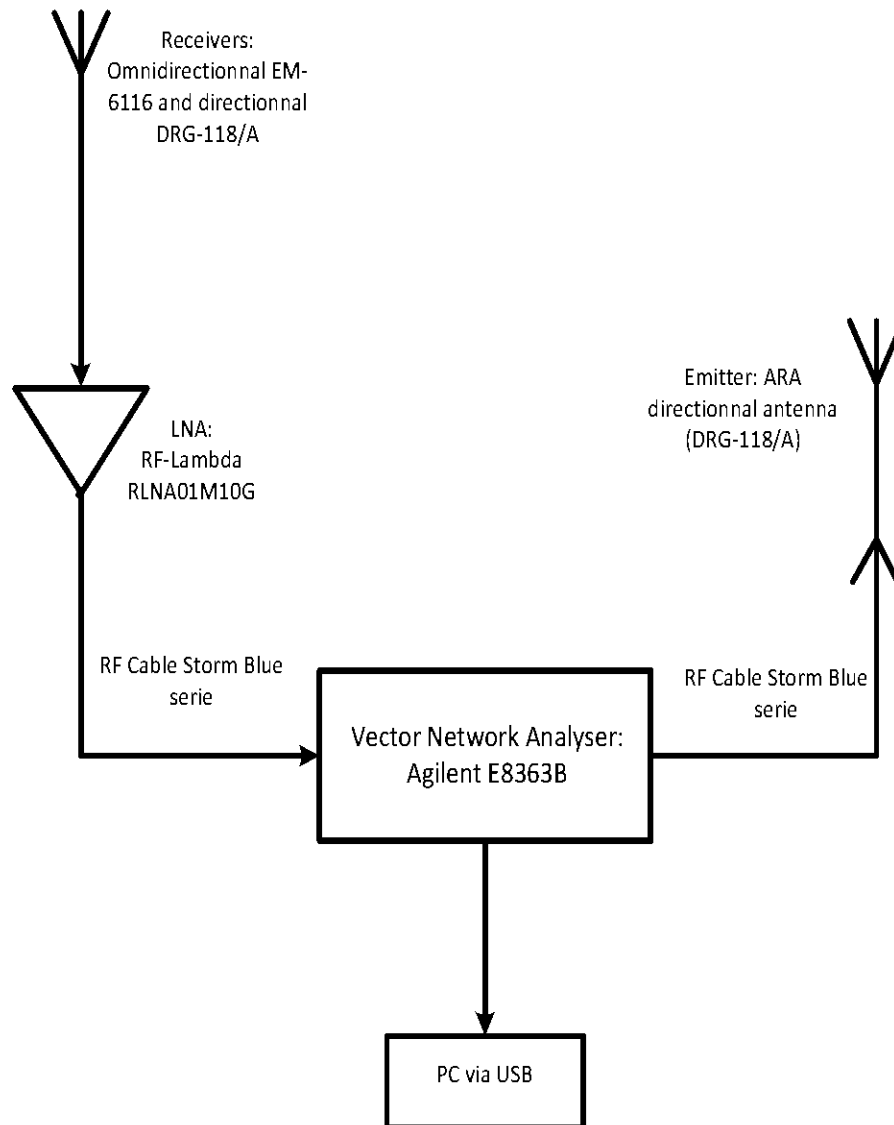


Fig.3 Schematic of the experimental protocol

An ARA directional antenna (DRG-118/A) was used at the emitter. At the Receiver, two types of antennas were used. An omnidirectional (EM-6116) and directional DRG-118/A have been used. The EM-6116 antenna is vertically polarized, covering the frequency range from 2 to 10 GHz. The DRG-118/A antenna has a linear polarization and the gain varies from 9.1 to 12.2 dBi. The 3 dB beamwidth is 35° and 20° for the E-plane and H-plane, respectively. These antennas had an almost flat frequency response from 2 GHz up to 10 GHz. The LNA was RLNA01M10G a product of RF-Lambda. It covers a frequency range from 0.1 to 18 GHz and noise figure is stable along the frequency range. The gain is equal to 30 dB.

In order to be able to subtract the possible antenna effects in the measurements, a reference case was considered by measuring the frequency response of the two antennas in the first meter and then subtracted from the other measure.

Amplifiers were not used during the measurements because the distance between the transmitter and the receiver was only a few meters (10 m). The RF cable's length was very short to avoid unwanted effects in the channel characterization. The figure 3 presents the schematic diagram of channel measurement system.

The transmitting port of the VNA swept 16001 discrete frequencies ranging from 3 GHz to 10 GHz uniformly distributed over the bandwidth, and the receiving port measured the magnitude and the phase of each frequency component. Figure 4 shows a measured complex channel transfer function obtained with the Vector Network Analyser.

The frequency span of 500 kHz has been chosen narrow enough so that diffraction coefficients and the dielectric constants can be considered constant within the bandwidth of 7 GHz [5]. At each distance between the transmitter and the receiver, the channel transfer function was measured 10

times, in order to reduce the effects of random noise on the measurements, and then stored in a computer hard drive via a USB interface.

Theoretically, the time resolution of the 7 GHz bandwidth is about 143 ps. In practice, due to the use of windowing, the time resolution is estimated to be $2/\text{Bandwidth}$ and the sweeping time of the VNA is decreased to validate the quasi-static assumption of the channel. The frequency resolution of 437.5 kHz gives maximum delay range of $2\mu\text{s}$ corresponding to 600 m maximum length path which is more than enough for the maximum distance (10 m) separating Tx and Rx, antenna of our measurement setup.

III. RESULTS

Whatever the measurements are done in the time or frequency domain, a channel response has a finite bandwidth that is determined by either the instrument or the measurement process. The result is equivalent to convolving the true channel impulse response with a sinc function whose duration is inversely proportional to the bandwidth of the measurement. Before processing the measured channel impulse responses, the effects of the finite bandwidth either by deconvolution or windowing have to be removed. A windowing was applied to the channel frequency responses in order to suppress dispersion of energy into adjacent delay bins. The channel frequency responses are then converted into complex baseband channel impulse responses by applying an Inverse Fast Fourier transform (IFFT). Figure 4 presents a frequency response measured at a distance of 5 meter with different antennas (omnidirectional and directive).

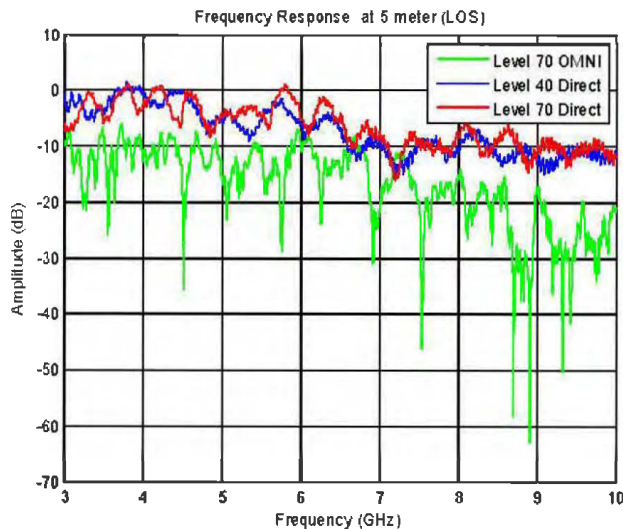


Fig. 4 Amplitude of frequency response at 5 meter

The frequency responses at 5 meter have high values due to antennas and LNA gain.

The differences between the frequency responses of

omnidirectional antenna and directives antennas are easily remarkable (about 10 dB difference). This difference is explained by the antenna gain (1 dB and 12 dB)

A. Large-Scale fading and (Path-Loss and shadowing results)

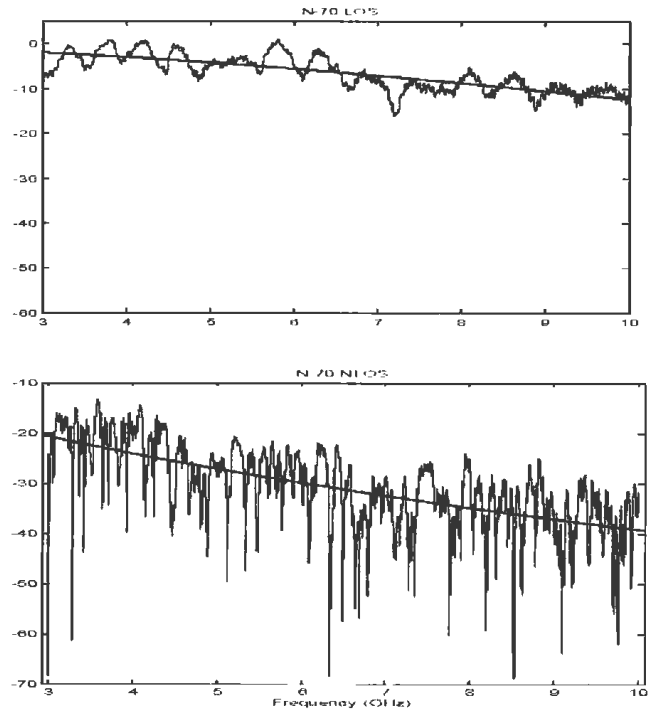
The path loss of the channel represents the attenuation a signal undergoes when transmitted through the medium, and is an important parameter in the design of wireless communication systems regarding the coverage. A reference measurement is performed at a distance of d_0 from the transmitter.

For UWB systems the path loss modeling can be simplified by assuming that the frequency and the distance dependence can be treated independently of each other:

$$PL(d, f) = PL(d) \cdot PL(f)$$

In frequency analysis, two parameters are often used: the frequency range which is determined by the measured range, and the frequency decaying factor δ . Several works [13-14] have showed that the frequency dependency of the path loss is characterized by this factor. The model of path loss frequency dependence mainly used is shown to be:

The two models were used to fit the variations of the path loss as a function of frequency. Using non-linear least square curve fitting with the measurements data, values of δ are presented in Table I.



δ		
	N-40	N-70
LOS	1.58	1.569
NLOS	0.314	0.534

Table I Frequency decaying factor

These values are almost equal and it can be concluded that the geometry of the gallery does not affect the frequency decaying factor.

Using the log-normal shadowing assumption, the path-loss exponent, n , is related to the receiver power at distance d by:

$$PL_{dB}(d) = PL_o(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma$$

where d_0 is the reference distance, in our case, $PL_o(d_0)$ is the interception point and X_σ modeling a shadowing effect is a zero-mean Gaussian distributed random variable in dB with the standard deviation. Our measurements were made in LOS and NLOS. In LOS case, the measurements were made between 1 m and 10 m and in NLOS case it was between 1 m and 10 m with an interval of 1 m.

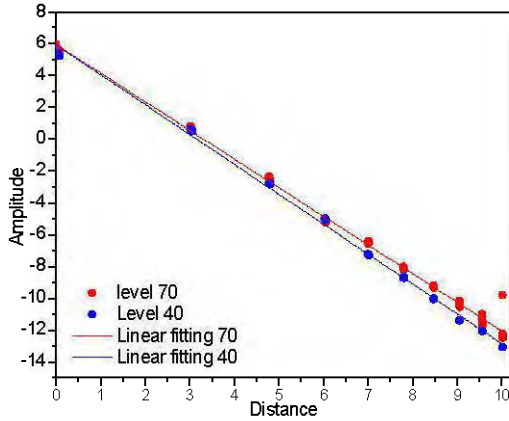


Fig.5 Path loss vs. distance (LOS)

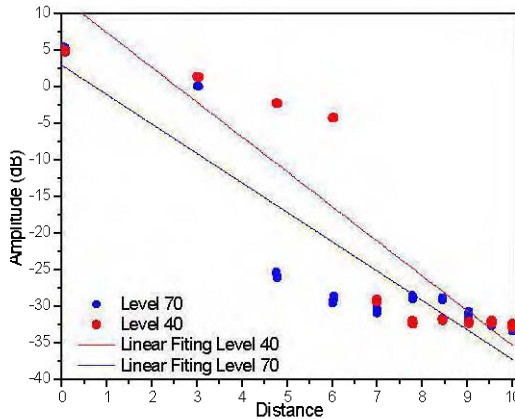


Fig. 6 Path loss vs. distance (NLOS)

The Tables II and III below present the path loss exponent n for different configurations.

LOS	N-70	N-40
n	1.80	1.87

TABLE II

Table II: Path Loss exponents and Standards deviations in LOS case

NLOS	N-70	N-40
n	4.01	4.74

TABLE II

Table III: Path Loss exponents and Standards deviations in NLOS case

With the same antenna at level 70 and at level 40, the path loss values are close and there is only a small difference between them, due probably to the width of the gallery. The path loss exponent in LOS case is equal to 1.80 at level 70 and 1.87 at level 40. They are comparable to the free space path loss exponent $n=2$.

The results of path loss exponent values is due to multipath signal addition and they are similar to those observed in [3] for indoor environments.

In NLOS, the difference is due to the configuration of the gallery. At level 70, there are also some puddles of water. The results obtained show us that the path loss is independent from the depth of the gallery.

B. Small-Scale fading and delay spreading results

Delay spreading parameters highlight the temporal distribution of power relative to the first arriving components. Delay spreads restrict the transmitted data rates and could limit the capacity of the system when multi-user systems are considered. The arrival delay of UWB signal can be presented as the ratio of the average arrival delay to the spread arrival time.

The most appropriate method to describe the rapid fluctuations of amplitude, phase and multipath delay propagation of a UWB signal is the statistical characterization of the channel impulse response. The number of multipath in an underground environment is more important due to the reflection and scattering from the ground, roof and surrounding rough walls. The best parameter that allows us to measure multipath is the root mean square delay spread. This parameter determines the frequency selectivity of channel, which degrades the performance of digital communication systems over radio channels. The RMS delay spread also limits the maximum data transmission rate that can be transmitted by the channel. Without using diversity or equalization, the RMS delay spread is inversely proportional to the maximum usable data rate of the channel.

The formulation of time dispersion parameters is given in [15].

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2}$$

where $\overline{\tau}$ and $\overline{\tau^2}$ are the Mean excess delay and the second moment of the PDP respectively. We can compute the mean excess delay as:

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}$$

where a_k , $P(\tau_k)$ and τ_k are the gain, power and delay of the k^{th} path respectively.

To avoid the effect of noise on the statistics of multipath arrival times, a threshold of 25 dB below the strongest path was chosen in LOS and NLOS cases. With these assumptions, the root mean square delay spread has been found and the results are depicted in the tables below.

Rms delay spread (ns)	Level 70			Level 40		
	mean	std	max	mean	std	max
LOS	1.762	0.727	2.837	2.0182	1.101	3.419
NLOS	4.578	2.141	7.061	5.985	4.985	11.049

TABLE III

RMS delay spread in LOS and NLOS cases with Directive Antenna

Rms delay spread (ns)	Level 70		
	mean	std	max
LOS Omni	1.720	0.795	2.445
NLOS Omni	3.761	1.740	5.675

TABLE IV

RMS delay spread in LOS and NLOS cases with Omnidirectional Antenna

The table IV shows the RMS delay spread for a directive antenna while the fifth gives the results for an omnidirectional antenna.

The measured results show that there is not significant advantage using either directive or omnidirectional. This may be explained by the layout of the gallery, where multipath components tend to have a limited angle of arrival range due to the guided nature of propagation along the gallery.

To determine the best distribution which represents the experimental result, the Kolmogorov-Smirnov test has been used. The distributions, namely Rayleigh, Rice, Nakagami, Weibull and Lognormal are chosen among most commonly used in wireless communications.

The RMS delay spread at level 40 is plotted and presented in figure 7 as well as that the one for level 70 for both types of configuration (LOS, NLOS).

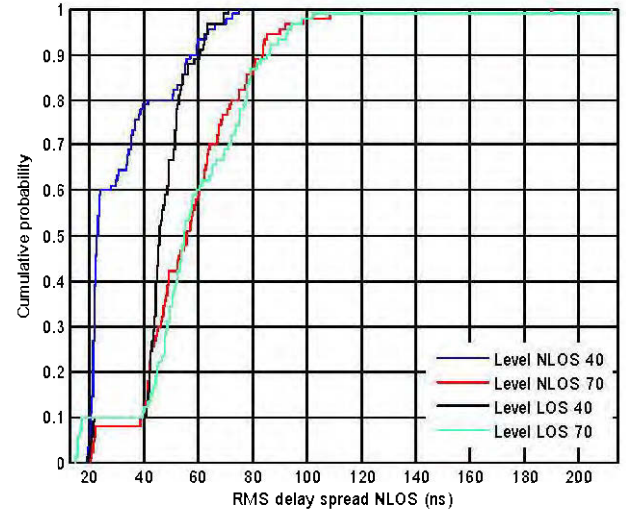


Fig. 7 RMS delays spread at two levels.

Comparisons with many distributive cumulative functions have been carried out and the best fit has been found as a lognormal distribution. With these fittings, the K-S test at levels 40 and 70 yields the same result.

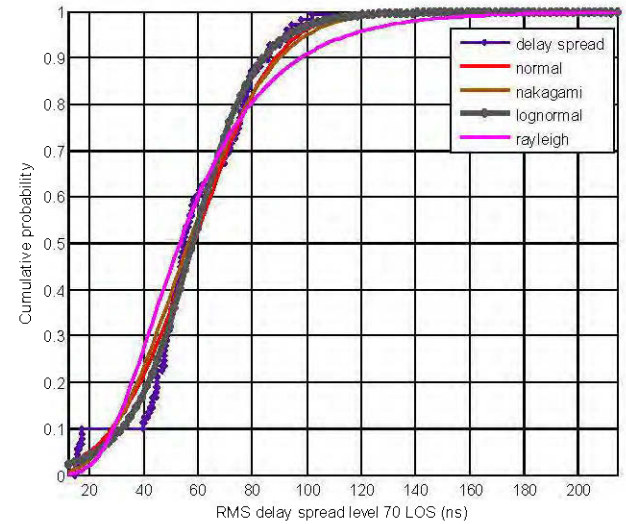


Fig. 8 Cumulative distribution of RMS at level 70 (LOS)

In any case, at level 40 and 70, the results were the same. Also, the same results were obtained regardless of the measurement configuration in the gallery and whatever the shape of the antenna. Using these results, the coherence bandwidth, which is defined as the range of frequencies over which the channel can be considered flat [15], can be easily computed. The coherence bandwidth at 50 percent is defined by:

$$B_c = \frac{1}{5\tau_{rms}}$$

These results may allow us to determine the maximum bandwidth that can be used for UWB communications in a confined underground without equalization

C. Channel Capacity Analysis

The highest rate of information that can be transmitted through a channel is called the channel capacity. To evaluate the channel capacity, the whole bandwidth $[-B/2, +B/2]$ of the UWB channel is divided into a large number of small sub channels with bandwidth $\Delta f = 500$ kHz. From f to $f + \Delta f$, the spectrum can be considered equivalent to a flat fading channel. Thus, by [16-17] the capacity is equivalent to

$$C = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P|H(f_k)|^2}{N_0 W} \right)$$

where M is the number of frequency-domain samples, $|H(f)|$ is the measured frequency response of the channel, P is the transmitted power distributed on the frequency band and N_0 is a zero-mean white Gaussian noise power spectral density. W is the bandwidth of the channel.

The channel capacity are computed for each measurement made assuming an SNR of only 10 dB and results are shown in figure 9

The channel capacity found decrease with the distance and also it depends on the configuration of the gallery. The influence of the antenna type on the channel capacity has been investigated. A maximal difference of 1.85bps/Hz has been observed between the directive and omnidirectional antenna. This could be explained by the fact that directive antenna receives more power due to its radiation pattern diagram. The best results are obtained with LOS configuration and directive antennas. The maximum capacity is then found equal to 3.778 bps/Hz.

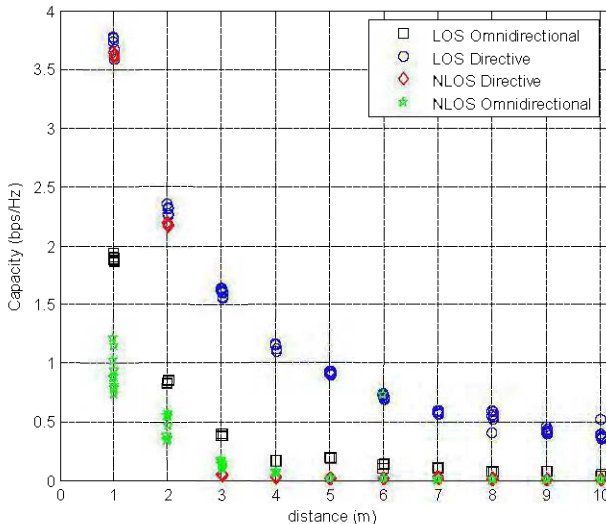


Fig. 9: effect of antenna directivity and obstruction on the channel capacity.

Capacity of the channel in different levels of mining gallery has also been computed;

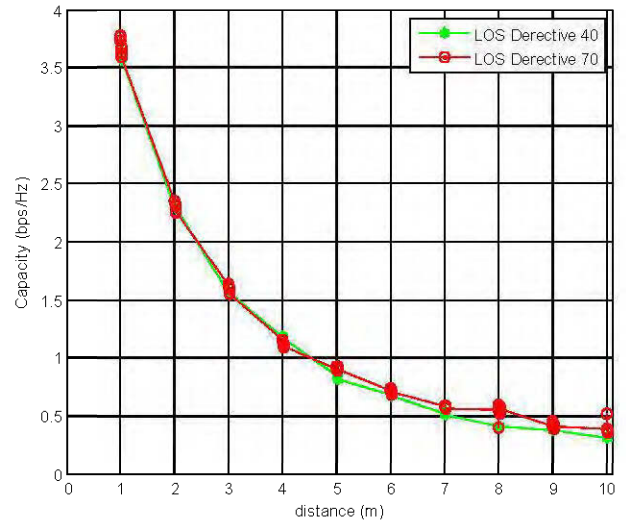


Fig. 10: effect of mine corridor size (or phy. geometry) on channel capacity.

In LOS case with directive antenna, the capacity is almost the same at different levels of mining gallery. In NLOS case, a slight difference is observed but this is due to the configuration of the mine gallery. This result shows that the UWB channel capacity doesn't vary with the depth of the gallery.

IV. CONCLUSION

The analysis of large and small scale parameters has been presented and fundamental parameters were deduced from these measurements performed in a straight tunnel with a 7GHz bandwidth (3GHz-10GHz). The results of this study can serve as a unique set of results to characterize propagation in complex media,

These results show that the physical depth of the gallery doesn't influence the path loss exponent. The small difference observed is mainly due to the width of the gallery. On the other hand, the RMS delay is bound to the depth of the mine and the explanation for it is that there are more absorption and interference at level 70.

Regarding the small scale fading, a lognormal distribution fits quite well the amplitude measurements while the phase is better represented using a uniform distribution, with a range of values that decreases with longitudinal distance and increases in frequency.

The channel capacity depends on distance and the directive antenna gives the best result. It does not depend of the depth of the gallery.

REFERENCES

- [1] Federal Communications Commission, First order and report: Revision of part 15 of the Commission's rules regarding UWB transmission systems, Apr. 22, 2002.
- [2] A. F. Molisch, D. Cassioli, C.C. Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K. Siwiak, M.Z. Win, "A Comprehensive Standardized Model for Ultrawideband

- Propagation Channels', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* Volume 54, Issue 11, Part 1, Nov. 2006, pp. 3151 – 3166.
- [3] A. F. Molisch. Ultra-wide-band propagation channels. *Proceedings of the IEEE*, 97: pp. 353–371, 2009.
- [4] A. F. Molisch. Ultrawideband propagation channels – theory, measurement, and modeling. *IEEE Trans.Veh. Technol.*, pp. 1528–1545, 2005.
- [5] C. Nerguizian, C. Despins, S. Affes, M. Djadel, "Radio-channel characterization of an underground mine at 2.4 GHz", *Wireless Communications, IEEE Transactions*, Vol 4, Issue 5, Sept 2005 pp. 2441-2453.
- [6] M. Boutin, A. Benzakour, C.L. Despins, S. Affes, "Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.56, no.2, pp. 540-549, Feb. 2008.
- [7] A. Saleh, R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol.5, no.2, pp. 128- 137, Feb 1987.
- [8] J. M. Molina-García-Pardo, A. Nasr, M. Liénard and P. Degauque, "Wideband analysis of large scale and small scale fading in tunnels", *ITS Telecommunications, 2008. ITST 2008. 8th International Conference on*, vol., no., pp. 270-273, 24-24 Oct. 2008.
- [9] B. M. Donlan, David R. McKinstry and R. Michael Buehrer, "The UWB Indoor Channel: Large and Small Scale Modeling", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 10, pp. 2863-2873, October 2006.
- [10] H. Al-Tamimi, S.M. Al-Qaraawy, "UWB propagation indoor statistical channel modeling," *Computing, Communication, Control, and Management, 2009. CCCM 2009. ISECS International Colloquium on*, vol.1, no., pp. 379-383, 8-9 Aug. 2009.
- [11] A. Sani, A. Alomainy, G. Palikaras, Y. Nechayev, C. Yang Hao, Parini, P.S. Hall, "Experimental Characterization of UWB On-Body Radio Channel in Indoor Environment Considering Different Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.58, no.1, pp. 238-241, Jan. 2010.
- [12] K. Sarabandi, N. Behdad, A. Nashashibi, M. Casciato, L. Pierce, Feinian Wang, "A measurement system for ultrawide-band communication channel characterization," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.53, no.7, pp. 2146- 2155, July 2005.
- [13] A. F. Molisch, B. Kannan, C. C. Chong, S. Emami, A. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster and K. Siwiak, "IEEE 802.15.4a Channel Model - Final Report", IEEE 802.15-04-0662-00-004a, San Antonio, TX, USA, Nov. 2004.
- [14] C.-C. Chong, Y.Kim, S.-S. Lee, "Statistical characterization of the UWB propagation channel in various types of high-rise apartments", *Wireless Communications and Networking Conference*, March 2005, pp: 944 - 949.
- [15] T.S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*. New Jersey: Prentice-Hall, 2002.
- [16] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. NY: Cambridge University Press, 2005.
- [17] Feng Zheng, T. Kaiser, "On the Evaluation of Channel Capacity of UWB Indoor Wireless Systems", *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol.56, no.12, pp. 6106-6113, Dec. 2008.

Experimental Evaluation of the Ultra-Wideband Propagation Channel in an Underground Mine

Bertrand Nkakanou

LRTCS-UQAT

Val-d'Or, Québec, Canada

bertrand.nkakanou@uqat.ca

Gilles Y. Delisle, FIEEE, Nadir Hakem, MIEEE

LRTCS-UQAT

Val-d'Or, Québec, Canada

Abstract— This paper presents a characterization of the ultra-wideband (UWB) propagation channel in an underground mining environment over a frequency range of 3 GHz to 10 GHz. Both LOS and NLOS measurements are considered at two corridor depth levels of 40m and 70m. The results are based on experimental data obtained during an extensive measurement campaign in the UWB frequency range where the path loss exponent and the coherence bandwidth are used for comparison purposes as a function of the physical depth of the channel. This leads to a simple model sufficiently accurate to characterize the statistics of the received signal in an underground mine.

Introduction

Ultra-wideband is a technology that offers many advantages, such as, high-speed data transmissions, short pulse duration, low power spectral density and large instantaneous bandwidth. These specifications allow coexistence with other technologies and enables ultra short time resolution. The Federal Communications Commission (FCC-USA) has defined a UWB signal as a signal having an instantaneous frequency at -10 dB over a 500 MHz bandwidth or a signal with relative bandwidth at -10 dB that spans more than 20% of center frequency [1].

In recent years, several measurement campaigns to characterize the mining channel were conducted at the Télébec Underground Communications Research Laboratory (LRTCS) located in Val-d'Or, Québec, Canada [2] [3]. This laboratory specializes in communications in underground and confined areas and has been provided with an experimental mine known as CANMET (Canadian Centre for Minerals and Energy Technology) to perform measurements in a real physical environment.

Characterization of the propagation channel in underground environments has been conducted at CANMET for over 10 years, including some wideband channel performance in the mining tunnels or galleries. A significant number of research efforts on UWB communication measurements and characterization of channel in indoor and outdoor environments have been published in the recent years and can be found in the literature [4-7]. Despite this, there is still a lack of practical research results for the ultra wide band propagation characteristics in such a difficult environment. The objectives of this work are to present the experimental procedure, the measurement setup used to collect data and compare the characteristics of a UWB channel in underground mines. Results focus more on large and small scale fading of stationary channel and a simple statistical model is also proposed.

I. MEASUREMENT SET-UP

Intensive measurements were carried out at two levels (40m and 70 m) in the experimental gold mine. The purpose of these measurements was to achieve a characterization of the two propagation channels based on statistical analysis and modelling of the channel's impulse response. A description of measurement plan is provided below.

A. Measurement Plan

The goal of the measurements was to investigate small-scale and large-scale variations in the statistics of the channel. Small-scale variations indicate changes in statistics when the moving antenna's position changes by a few centimeters where large scale variations are due to high antenna separations changes, one meter for instance. The environment mainly consists of very rough walls, the floor is uneven and there are some puddles of water mainly at level 70.

At level 70, the dimensions of the mine corridors are approximately 2.5 m in width and 3 m in height (Fig.1). The gallery walls are somewhat discontinuous and the lengths of the galleries used for the experimentation are approximately 80 meters in length for level 70 and 100 meters at level 40.

At level 40, the dimensions of the mine corridors are 4 m in width and approximately 5 m in height. This gallery is broader and higher than the one at level 70 and the floor's slope is about 15 degrees.

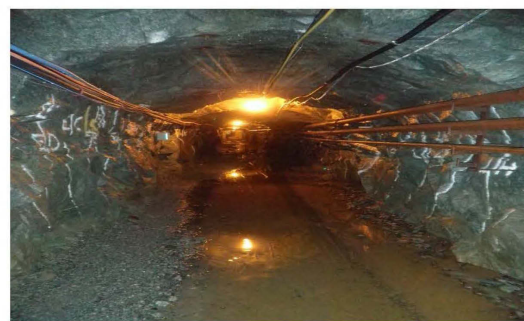


Fig. 1 Photography of a gallery in CANMET mine at level 70

B. Measurements

The measurements were taken for both line of sight (LOS) and non line of sight (NLOS) scenarios.

The transmitting antenna position is fixed while the receiver moves along the gallery during the measurements. For each position, a specially constructed grid was used to measure at 9 horizontally-spaced points around the nominal

receiver position. The distance between spatial points was 1 cm, allowing us to avoid the correlation between signals at very close frequencies. Throughout all measurements, the heights of the transmitting and receiving antennas have been maintained at 1.5 m in the same horizontal plane and the channel was kept stationary by ensuring there was no movement in the surrounding environment. To ensure alignment due to the slope of the gallery, a laser level instrument was used to maintain the same height.

A network analyzer (VNA-Agilent E8363B) has been used to measure the radio channel frequency response, both in amplitude and phase. For each considered point, the VNA was used to measure and record the complex frequency response over a bandwidth W centred at 6.5 GHz.

At port 1, a signal is emitted and at the reception, the receiving antenna is connected to the other port of the VNA with a coaxial cable, a few meters long. The complex channel transfer function is given by the S_{21} parameter.

The antennas used were a directional antenna (DRG-118/A) by ARA at the emitter and, at the receiver, an omnidirectional (EM-6116) has been used. These antennas have an almost flat frequency response from 2 GHz up to 18 GHz. In order to be able to subtract the possible antenna effects in the measurements, a reference case was considered by measuring the frequency response of the two antennas in the first meter and then subtracted from the other measurement. Amplifiers were not required during these measurements since the distance between the transmitter and the receiver was just few meters (15 m). The RF cable length was very short to avoid unwanted effects in the channel characterization. The procedure of channel sounding is depicted in Fig. 2.

The transmitting port of the VNA swept 16001 discrete frequencies ranging from 3 GHz to 10 GHz uniformly distributed over the bandwidth, and the receiving port measured the magnitude and the phase of each frequency component

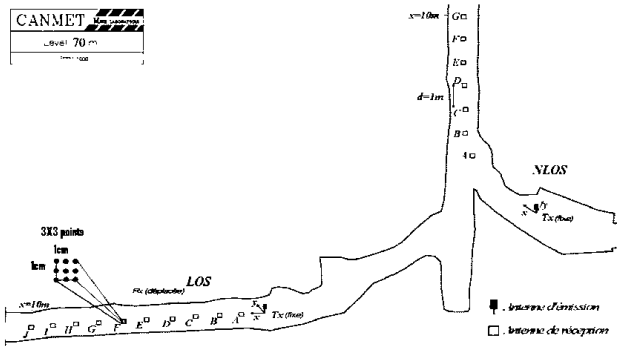


Fig. 2 Measurement set-up

Fig.3 shows a measured magnitude or modulus of complex channel transfer function obtained with the Network Analyzer at levels 40 and 70.

The frequency resolution span less than 500 kHz and was chosen small enough so that the diffraction coefficients, the dielectric constants, etc, can be considered constant within the bandwidth of 7 GHz [5]. At each distance between the transmitter and the receiver, the channel transfer function was

measured 10 times to reduce the effects of random noise on the measurements and then stored in a computer hard drive via a USB interface. Theoretically, the time resolution of the 7 GHz bandwidth is 142.9 ps and in practice, due to the use of windowing the time resolution is estimated to be $2/\text{bandwidth}$ and the sweeping time of the VNA is decreased to validate the quasi-static assumption of the channel. The frequency resolution of 437.5 kHz gives maximum delay range of $2\mu\text{s}$. The parameters of set-up are listed below:

Parameters	Values
Bandwidth	7 GHz
Center Frequency	6.5 GHz
Frequency Sweeping Points	16001
Frequency Resolution	437.5 kHz
Time Resolution	286 ps
Sweep Average	10
Tx-Rx Antennas Height	1.5m

TABLE I
Measurement Parameters

II. RESULTS AND COMPARISON

The measurements were performed in frequency domain and the inverse Fast Fourier transform (IFFT) was applied to the measured complex transfer function in order to obtain the channel impulse response. Figure 3 presents a frequency response obtained at a distance of 7 meters from the point of reference.

A large scale measurement has been performed to evaluate the propagation distance-power profiles in the underground mine environment. To observe how the emitted signal is affected by the channel, the signal power is fitted using linear least squares regression .

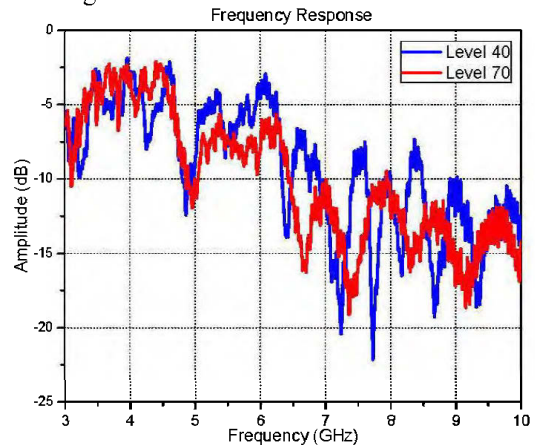


Fig. 3 Frequency response at 7 meters from reference point.

The path loss in dB for a transmitter-receiver separation distance d can be represented as:

$$PL(d) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |H(f_i, d)|^2$$

where $H(f_i, d)$ is the measured complex frequency response and N represents the number of data points measured during

a sweep of 16001 discrete frequencies ranging from 3 GHz to 10 GHz.

According to the measured channel transfer function and the data fitting using the linear least squares regression, the computation of path loss at different distances shows that the path loss in dB in the gallery could be written as a random log-normal distribution

$$PL_{dB}(d) = PL_{dB}(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_{\sigma}$$

where $PL_{dB}(d_0)$ is the path loss at the reference distance d_0 set to 1m, n is the path loss exponent and X_{σ} is a zero-mean Gaussian distributed random variable in dB with σ standard deviation.

As mentioned above, our measurements were made for both LOS and NLOS. In the LOS case, the measurements were made between 1 m and 15 m and in the NLOS case, it was between 1 m and 10 m with an interval of 1 m. Fig. 4 and 5 show the measurements mean for each 1-m step and the regression results of path loss as a function of the distance in both LOS and NLOS.

Table II and III show the path loss exponent n for different configurations. The path loss in LOS case is equal to 1.80 at level 70 and 1.87 at level 40. The path loss exponent is therefore close to free space path loss exponent $n=2$. The results for such a path loss exponent values is due to multipath signal addition and they are similar to those observed in [5-6] for indoor environments.

LOS	N-70	N-40
n	1.80	1.87
σ_{dB}	0.99	1.98

TABLE II
Path Loss exponents and Standards deviations in LOS case

NLOS	N-70	N-40
n	4.01	4.74
σ_{dB}	1.23	1.23

TABLE III
Path Loss exponents and Standards deviations in NLOS case

With the same antennas at level 70 and 40, the path loss exponents are close one to the other and there is only a small difference due to the width of the gallery possibly some effects of, the puddles of water found at level 70. In NLOS, the difference is clearly due to the configuration of the gallery. With these results, it can be deduced that the path loss is independent of the depth of the gallery.

The most appropriate method to describe the rapid fluctuations of the amplitude, phase and multipath delay propagation of a UWB signal is the statistical characterization of the channel impulse response. Due to the reflection and scattering from the ground and surrounding rough surfaces, the number of multipath in an underground environment is more important. Fig. 6 shows a impulse response (IR) measured in LOS environment of 10 meter at level 70.

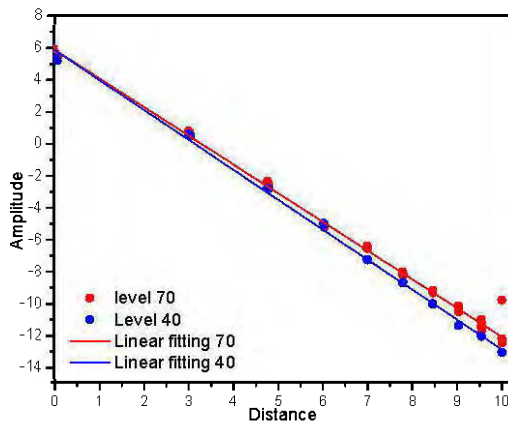


Fig. 4 Path loss vs. distance (LOS)

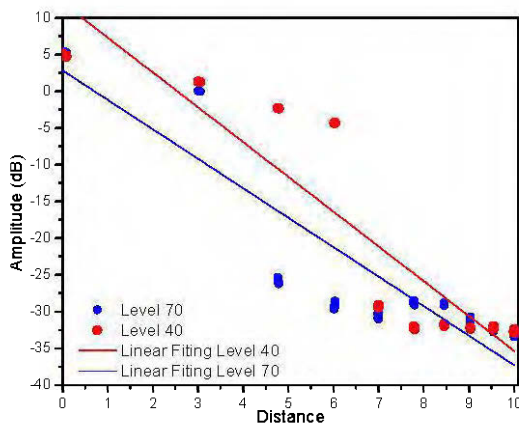


Fig. 5 Path loss vs. distance (NLOS)

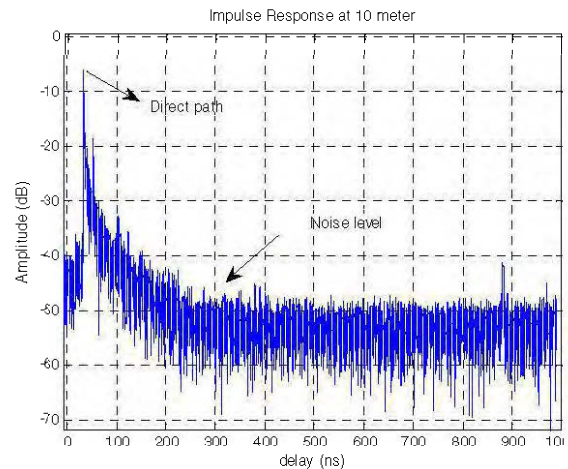


Fig. 6 Impulse Response in LOS at 10 meters

The best parameter that allows us to quantify the multipath is the RMS delay spread (RDS). This parameter determines the frequency selectivity of the channel, which degrades the performance of digital communication systems over radio channels. The RDS also limits the maximum data transmission rate over the channel. Without using diversity or equalization, the RDS is inversely proportional to the maximum usable data rate of the channel. The RDS can be evaluated as follows:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2}$$

where $\overline{\tau}$ and $\overline{\tau^2}$ are the Mean excess delay and the second moment of the PDP respectively [7].

To avoid the effect of noise on the statistics of multipath arrival times, a threshold of 30 dB below the strongest path was chosen in LOS case and 20 dB in NLOS case. With these assumptions, RDS was calculated and the results are presented in Table IV below.

RDS (ns)	Level 70			Level 40		
	mean	std	max	mean	std	max
LOS	59.37	26.1	212.2	46.41	10.93	71.25
NLOS	58.10	23.12	189.82	32.01	15.34	74.91

TABLE IV
RMS delay spread in LOS and NLOS cases

On average, RDS varies from 59.37ns to 46.41ns in LOS and from 58.10ns to 32.01ns in NLOS.

The RDS at level 40 is plotted and presented in figure 7 as well as that the one for level 70 for both types of configuration (LOS, NLOS). Comparisons with many distributive cumulative functions have been carried out and the best fit has been found as a lognormal distribution. For these fittings, use the K-S test has been used and levels 40 and 70 yield the same result.

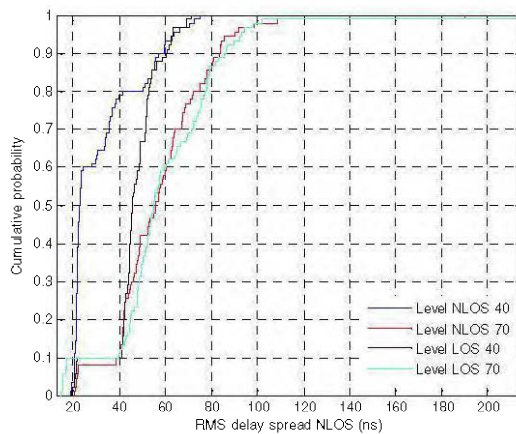


Fig. 7 RMS delays spread in LOS case.

The coherence bandwidth is the range of frequencies over which the channel can be considered flat.

Figure 8 presents the coherence bandwidth in the LOS case at different levels of the mine.

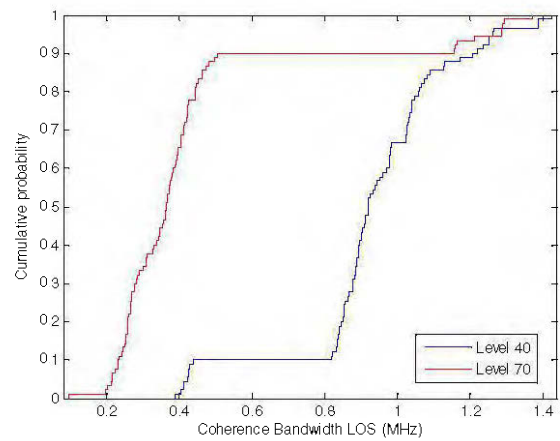


Fig. 8 Coherence bandwidth in LOS case at 40 and 70

The coherence bandwidth is found to be greater at level 40 compared to level 70.

III. CONCLUSIONS

An analysis of large and small scale parameters of an underground mining channel based on measurements performed in a real mine environment tunnels using a frequency bandwidth of 7 GHz (3GHz-10GHz)

The results show that the physical depth of the gallery doesn't influence the path loss and that the small difference observed is due mainly to the width of the gallery. On the other hand, the coherence bandwidth is bound to the depth of the mine and the explanation for that is there are more absorption and interference at level 70.

Regarding the small scale fading, a lognormal distribution fits quite well the amplitude measurements while the phase fit well represented using a uniform distribution, with a range of values that decreases with longitudinal distance and increases in frequency.

REFERENCES

- [1] Federal Communications Commission, First order and report: Revision of part 15 of the Commission's rules regarding UWB transmission systems, Apr. 22, 2002.
- [2] A. Benzakour, S. Affes, C. Despins, P.-M. Tardif, "Wideband measurements of channel characteristics at 2.4 and 5.8 GHz in underground mining environments", Proc. of IEEE VTC 2004-Fall, Los Angeles, California, USA, September 26-29, 2004, pp. 3595-3599.
- [3] C. Nerguizian, C. Despins, S. Affes, M. Djadel, "Radio-channel characterization of an underground mine at 2.4 GHz", Wireless Communications, IEEE Transactions, Vol 4, Issue 5, Sept 2005 pp.2441-2453.
- [4] J. M. Molina-Garcia-Pardo, A. Nasr, M. Liénard and P. Degauque, "Wideband analysis of large scale and small scale fading in tunnels", *ITS Telecommunications, 2008. ITST 2008. 8th International Conference on*, vol., no., pp.270-273, 24-24 Oct. 2008
- [5] B. M. Donlan, David R. McKinstry and R. Michael Buehrer, "The UWB Indoor Channel: Large and Small Scale Modeling", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 10, pp. 2863- 2873, October 2006.
- [6] A. F.Molisch, D. Cassioli, C.C. Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K. Siwiak, M.Z. Win, "A Comprehensive Standardized Model for Ultrawideband Propagation Channels", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*. Volume 54, Issue 11, Part 1, Nov. 2006 Page(s):3151 - 3166
- [7] T.S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*. New Jersey: Prentice-Hall, 2002, pp. 199

Characterization of the underground mine mobile channel using Power Spectrum Analysis

M. M. Moutairou^{*(1)}, B. Nkakanou⁽¹⁾, H. Aniss⁽¹⁾, G. Y. Delisle⁽²⁾

(1) *Underground Communications Research Laboratory, UQAT, 450, 3rd avenue,
Val d'Or, Qc, Canada, J9P 1S2*

manani.moutairou@uqat.ca, Bertrand.Nkakanou@uqat.ca, hasnaa.aniss@uqat

(2) *Technopôle Defence and Security, Québec City, Que., Canada, G3J 1X5
gilles.delisle@technopoleds.org*

ABSTRACT: Wireless network operators are dealing with complex problems when planning network operations, particularly in an underground environment. To permit an acceptable level of automation in the planning process, simulation and optimization tools are being developed using various approaches. This paper reports results from a measurement campaign aimed at extracting important parameters which help to characterize the underground mobile radio channel. The measurement procedure is clearly presented and the effects of this difficult channel on a specific signal generated by a signal generator are analyzed. The attenuation [1-2] factor and the path loss exponent along various routes are observed and propagation profiles are recorded at level 70m below ground at experimental mine CAMNET located in Val d'Or, Québec, Canada.

INTRODUCTION

In a mining environment (Fig.1), due to the electromagnetic waves propagation complexity, one of the major problems is the radio coverage definition [3-7]. At frequencies lower than 300 MHz, signals are most of the time transmitted using leaky feeders. At higher frequencies, wireless propagation in underground confined area is essential because this mode of propagation undergoes less attenuation than with leaky feeders. Also, wireless propagation has the advantages of being less expensive, easier to install and can be adapted according to the topology of a given environment.

In mining installations, the variability [3] in the geometry associated with the work progression makes the Mesh network configuration an ideal prospect for these installations. Mesh WLAN (Local Wireless Area Network) is a new generation of network which eliminates wire interconnection (backhaul) needed at each access point, thus allowing mobility management and roaming. The Mesh configuration extends the concept of LAN hotspot, while being self-configurable and self-spread.

A systematic wireless network deployment protocol requires a detailed study in order to characterize the operating environment. Since an 802.11 protocol is used, it is important to know that the channel has an effect on signal propagation at 2.4 GHz in the environment. This situation renders important to evaluate relevant parameters which can help the deployment of wireless network.



Fig. 1 Photography of the Underground Gallery

Of course, mesh networks [8] are based on the same principle as Ad Hoc networks. They currently represent a solution not only for accessing the broadband internet but also for more autonomous, flexible and easy deployed future networks. Traffic packages are the main differences between Ad Hoc and Mesh networks. For a Mesh network, all the traffic circulates towards or from the gateway, whereas for Ad Hoc network, the traffic is between two arbitrary nodes. Each node of the Mesh network can be used as a repeater and as an active node of the network.

The results presented in this work have been obtained by performing an extensive measurement campaign at CANMET (Canadian Center for Minerals and Energy Technology) experimental mine in Val d'Or, Quebec, Canada.

This paper deals with the signal propagation analysis using sample of power spectrum of a specific signal emitted in an underground mine gallery. Section 2 presents, analyses and characterizes the signal power spectrum recorded on a finite window from the spectrum analyzer. Section 3 presents the environment in which the grid is used for measurement and measurement set up. Section 4 is devoted to extract the radio mobile channel information from recorded spectrum in the area. The power profiles versus the mobile locations in the environment are then analyzed and the results interpreted.

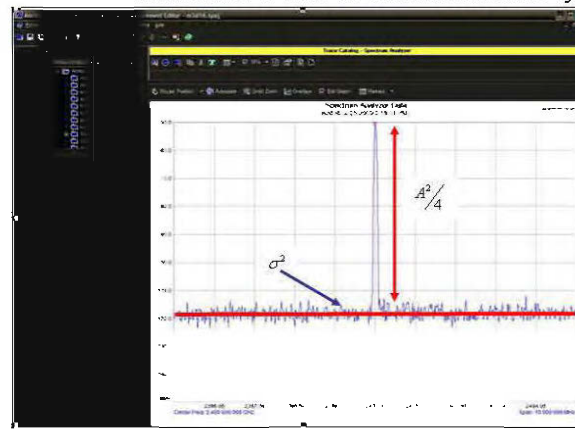


Fig. 2 Typical expected value of the periodogram(power spectrum) at a location in the gallery.

POWER SPECTRUM ANALYSIS

The power spectrum of a wide-sense random process is the Fourier transform of the autocorrelation sequence. In this work a single sinusoid signal $s(t)$ is emitted. Since this signal will be affected by a white noise $n(t)$ in the underground channel, the resulting received signal $x(t)$ is as follow (1).

$$x(t) = A \sin(\omega \times t + \Phi) + n(t) \quad (1)$$

where Φ is a random variable that is uniformly distributed over the interval $[-\pi, \pi]$, and $n(t)$ is the white noise whose spectral density $N(f)$ is σ^2 . The theoretical received power spectrum (2) of $x(t)$ is shown in figure 2.

$$P_x(e^{2j\pi f}) = \sigma^2 + \frac{1}{2} \pi A^2 [u_0(f + f_0) + u_0(f - f_0)] \quad (2)$$

The power of the single sinusoid signal emitted in the underground channel is 1 mW (0dBm). The observed power spectrum at various positions in the mine gallery is as shown in Fig. 2.

ENVIRONMENT AND MEASUREMENT SET-UP

Environment

The gallery used for the experimentation is approximately 78 meter long. The environment mainly consists of very rough walls, the floor is not flat and contains some puddles of water. The dimension of the mine corridors varies between 2.5 m and 3 m in width and approximately 3 m high. In these tunnels, the communication cables and air conductors are still in use along the lateral surface. Measurement samples are recorded every 1 m along the gallery length and 0.5 m according to the gallery width. So, our measurement are performed along three different routes traced closed to the walls side in the gallery and at its center (Fig. 3). For each route, the emitted signal power spectrum is recorded every meter in the area. The measurements were taken in line of sight (LOS) condition. For each position, a

grid is placed and measurements are also done all around the points set on the grid, for a total number of 7020 measurements points on the ground as the position of the mobile on the tunnel at the 70 m level [3]. Each point on the grid is separated by 5 cm ($\lambda/2$), (Fig.3). During all measurements, the heights of the transmitting and receiving antennas were maintained at 1.7 m in the same horizontal level, and the channel was kept stationary by ensuring there was no movement in the surrounding environment.

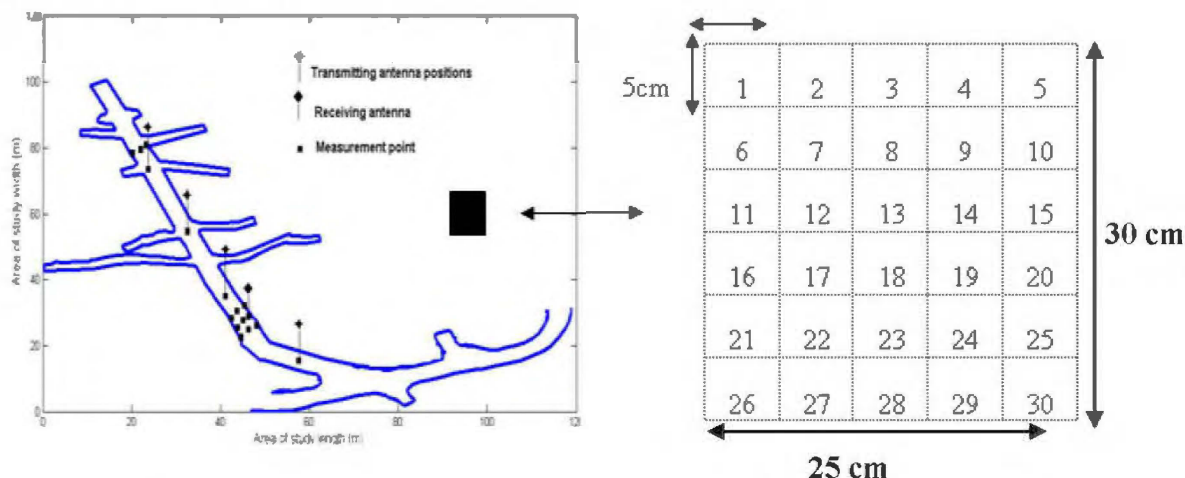


Fig. 3 Map of a gallery of experimentation and Measurement Grid

Measurement set-up

The measurements were performed in the frequency domain using a spectrum analyzer. All spectral profiles or real time signal frequency sounding is recorded on a personal computer and useful information is extracted by using a Matlab code. The system measurement setup consists of a signal generator, a spectrum analyzer (ANRITSU MS2687B) and two similar antennas with omni directional radiation patterns. In the measurement set up, a narrow-band single sinusoid signal which carrier frequency set to 2.4 GHz is generated using a signal generator. This signal is emitted by an antenna linked to the signal generator using a RF cable. On the other side and according to the distance coupled with position considered on the grid, a receiving antenna linked to a spectrum analyzer is used to analyze and record the spectrum of the signal received. A frequency span (the window size) of 10 MHz is chosen on the spectral analyzer. The RF cable’s length is very short to avoid unwanted effects in the channel characterization. The measurements are taken in a static state of the propagation channel. This study doesn’t take into account the effect of measurement grid but the density of measurement points set on the grid is adequate to observe the propagation channel variability.

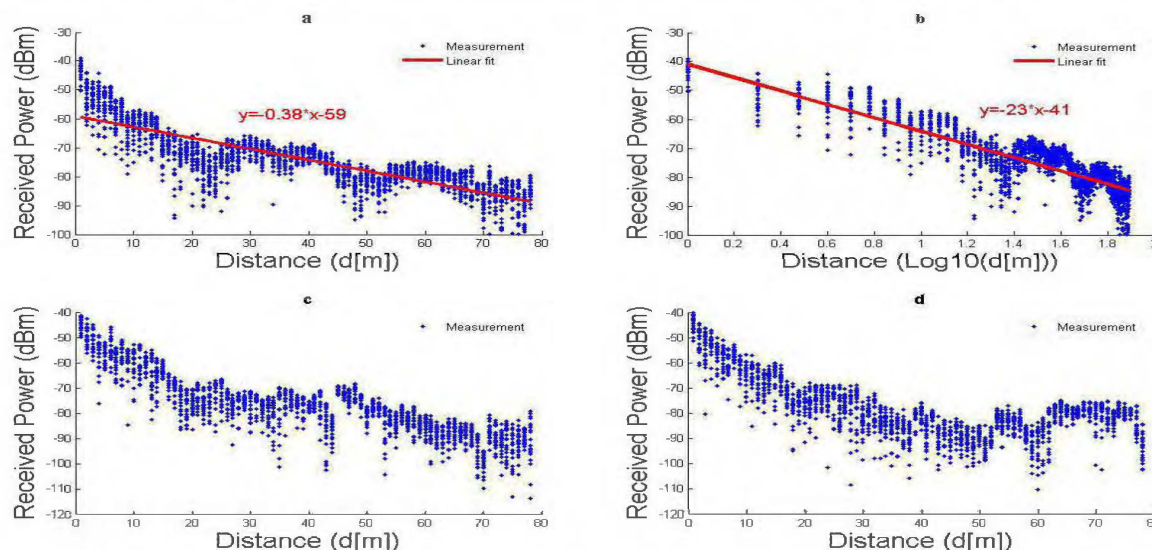


Fig. 4 a) Received power profile a) attenuator factor at the center of the gallery, b) path loss exponent at the center of the gallery c) at the right side wall of the gallery d) at the left side wall of the gallery.

A large scale measurement is performed to evaluate the propagation distance-power profiles (Fig.4) in the underground mine environment. To observe how the emitted signal is affected by the channel, the signal power at 2.4GHz is fitted using linear least squares regression (Fig. 4).

The power profile varies according to routes followed by the mobile in the environment. In Table 1, the attenuation factor is estimated to be 0.46 dB/m, 0.38 dB/m, 0.35 dB/m on route located at the right, at the center and at the left side of the gallery respectively. The path loss exponent varies between 2.4 and 2.7. The attenuator factor, whatever the routes along which the mobile moves, is less than 0.5 dB/m. The path loss exponent in the environment is always more than the path loss observed in free space (2). It is evaluated to be more than 2.3 and less than 2.7.

This is a concrete proof that, in a confined area, signal is submitted to multipath due to multiple reflection effects in the environment. Our results show that the route located at the gallery center offers the weakest path loss while the route located closed to the right side wall of the gallery is affected by the strongest attenuation factor. It is noticed that the signal characteristics depend on many parameters, such as the relative location of the antenna (mobile) and wall roughness.

Tab. 1: The experimental attenuation factors (AF) and path loss exponent (β) for a mine gallery (Fig. 4).

Location	AF (dB/m)	Path loss exponent (β)
Right side	0.46	2.7
center	0.38	2.3
Left side	0.35	2.4

On the basis of the recorded spectrum analyzed, the variance of the noise is estimated to be around -110 dBm, Fig. 2.

CONCLUSION

This work is related to an accurate analysis of a signal propagation in an underground mine area. The signal is analyzed using its received power spectrum in the studied environment. The result of this study can be a good option to characterize propagation in complex media, and they can also be used in network computations or network planning to model the physical layer and evaluate parameters such as the signal-to-noise ratio (SNR), the signal-to-interference ratio (SIR), and the signal-to-noise-plus interference ratio (SNIR). In addition, this study is done in a typically mine gallery. Transmitting and receiving antennas were always in line of sight (LOS) situation. Through out this work, the multipath effects are observed since the path loss exponent is more than 2.

REFERENCES

- [1] D. G. Dudley, M. Lienard, S. F. Mahmoud and P. Degauque, "Wireless Propagation in Tunnels", *IEEE Antennas and Propagat. Magazine*, Vol. 49, no. 2, pp. 11-26, April 2007.
- [2] D. G. Dudley, S. F. Mahmoud, "Linear source in a circular tunnel," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, pp. 2034-2047, Jul. 2006.
- [3] M.Moutairou, G.Y. Delisle, H. Aniss, M. Misson, "Coverage efficiency of narrow band wave propagation in mining environments", *IEEE Trans. on Electromag. Compat.*, vol. 51, no. 2, pp. 391-400, May 2009.
- [4] A. Benzakour, S. Affes, C. Despins, P.-M. Tardif, "Wideband measurements of channel characteristics at 2.4 and 5.8 GHz in underground mining environments", *Proc. of IEEE VTC 2004-Fall, Los Angeles, California, USA*, September 26-29, 2004, pp. 3595-3599.
- [5] P.Mariage, M. Liénard, P. Degauque, "Theoretical and experimental approach of the propagation of high frequency waves in road Tunnels", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, no 1, pp. 75-81, Janvier 1994.
- [6] M. Ndoh, G. Y. Delisle, R. Le, "A novel approach to propagation prediction in a confined media", *International Journal of Numerical Modeling*, vol.16, no.6, pp. 535-555, November 2003.
- [7] M. Djaded, C. Despins, S. Affès, "Narrowband Propagation Characteristics at 2.45 and 18 GHz in Underground Mining", *IEEE GLOBECOM 2002, Taipei, Taiwan*, 17-21 Nov.2002.
- [8] TROPOS, "Metro-scale Wi-Fi Using Tropos Networks" *Cellular Mesh Technology*, April 2004.

Références

- [1] A. F. Molisch, "Ultra-Wide-Band Propagation Channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, Feb 2009, pp. 353-371.
- [2] Federal Communications Commission, First order and report: Revision of part 15 of the Commission's rules regarding UWB transmission systems, Apr. 22, 2002.
- [3] F. Dowla and F. Nekoogar, "Multiple access in ultra-wideband communications using multiple pulses and the use of least squares filters," *Radio and Wireless Conference, RAWCON '03. Proceedings*, 2003, pp. 211-214.
- [4] L. Babour, "Étude et Conception d'Antennes Ultra Large Bande Miniaturisée en Impulsionnel", These de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, mai 2009.
- [5] A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54, 2005, pp. 1528-1545.
- [6] Y. Liuqing and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: an idea whose time has come," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 21, pp. 26-54, 2004.
- [7] K. Siwiak and D. McKeown, *Ultra-wideband radio technology*: John Wiley & Sons, 2004.
- [8] I. Oppermann, M. Hämäläinen, and J. Inatti, *UWB theory and applications*: Wiley, 2004.
- [9] P. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," *Communications Systems, IEEE Transactions on*, vol. 11, Dec 1963, pp. 360-393.
- [10] G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine, and D. Lavry, "A statistical model of urban multipath propagation," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 21, Feb 1972, pp. 1-9.
- [11] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 25, Jul 1977, pp. 673-680.
- [12] H. Hashemi, "Simulation of the urban radio propagation channel," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 28, Aug 1979, pp. 213-225.

- [13] A. A. M. Saleh and R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 5, Feb 1987, pp. 128-137.
- [14] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, Aug 2002, pp. 1247-1257.
- [15] A. F. Molisch, B. Kannan, C. C. Chong, S. Emami, A. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster and K. Siwiak, "IEEE 802.15.4a Channel Model - Final Report," IEEE 802.15-04-0662-00-004a, San Antonio, TX, USA, Nov. 2004.
- [16] A. F. Molisch, J. R. Foerster, and M. Pendergrass, "Channel models for ultrawideband personal area networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, Dec 2003, pp. 14-21.
- [17] A.F. Molisch, K. Balakrishnan, C-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster et K. Siwiak, "IEEE 802.15.4a channel model - final report," IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks, 2004.
- [18] Y. Lostanlen, G. Gougeon, S. Bories, and A. Sibille, "A deterministic indoor UWB space-variant multipath radio channel modelling compared to measurements on basic configurations," *Antennas and Propagation, First European Conference on*, Nov 2006, pp. 1-8.
- [19] R. Yao, W. Zhu and Z. Chen, "An efficient time-domain ray model for UWB indoor multipath propagation channel," *Vehicular Technology Conference, Vol. 2*, Oct 2003, pp. 1293-1297.
- [20] H. Sugahara, Y. Watanabe, T. Ono, K. Okanou, and S. Yarnazaki, "Development and experimental evaluations of "RS-2000" - a propagation simulator for UWB systems," *Ultra Wideband Systems joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies, International Workshop on*, May 2004, pp. 76-80.
- [21] F. Tchoffo-Talom, B. Uguen, E. Plouhinec, and G. Chassay, "A site-specific tool for UWB channel modeling," *Ultra Wideband Systems joint with Conference*

- on *Ultrawideband Systems and Technologies, International Workshop on*, May 2004, pp. 61-65.
- [22] G. Schiavone, R. Palaniappan, and P. Wahid, "Study of ultra-wide band signal propagation in urban environments," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, Jun 2002, pp. 346-349.
- [23] F. Layer, R. Kattenbach, and H. Fruchting, "Modeling and analysis of dominant propagation effects in real indoor environment at 5.2 GHz," *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, The Ninth IEEE International Symposium on*, vol.2, Sep 1998, pp. 630-634.
- [24] S. J. Howard and K. Pahlavan, "Measurement and Analysis of the Indoor Radio Channel in the Frequency-Domain," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, Oct 1990, pp. 751-755.
- [25] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*: Prentice Hall PTR, 2002.
- [26] M. Pätzold, *Mobile fading channels*: J. Wiley, 2002.
- [27] G. Durgin and T. S. Rappaport, "Basic relationship between multipath angular spread and narrowband fading in wireless channels," *Electronics Letters*, vol. 34, Dec 1998, pp. 2431-2432.
- [28] J. A. Diaz, A. P. Garcia, and L. Rubio, "Time dispersion characterization for UWB mobile radio channels between 3.1 and 10.6 GHz," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, Jun 2007, pp. 353-356.
- [29] J. Austin, W. P. A. Ditmar, W. K. Lam, E. Vilar, and K. W. Wan, "A spread spectrum communications channel sounder," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, Jul 1997, pp. 840-847.
- [30] H. Yamada, M. Ohmiya, Y. Ogawa, and K. Itoh, "Superresolution Techniques for Time-Domain Measurements with a Network Analyzer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, Feb 1991, pp. 177-183.
- [31] K. Sarabandi, N. Behdad, A. Nashashibi, M. Casciato, L. Pierce, and F. Wang, "A measurement system for ultrawide-band communication channel

- characterization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, Jul 2005, pp. 2146-2155.
- [32] B. M. Donlan, D. R. McKinstry, and R. M. Buehrer, "The UWB indoor channel: Large and small scale modeling," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, Oct 2006, pp. 2863-2873.
- [33] T. Zwick, T. J. Beukema, and H. Nam, "Wideband channel sounder with measurements and model for the 60 GHz indoor radio channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, Jul 2005, pp. 1266-1277.
- [34] T. Takeuchi, H. Mukai, "Ultrawideband channel sounding for indoor wireless propagation environments," *Wireless Communication Technology, IEEE Topical Conference on*, Oct.2003, pp: 246-247.
- [35] A. H. Muqaibel, "Directional UWB channel characterization," in *Computer and Communication Engineering, International Conference on*, May 2008, pp. 621-625.
- [36] A. Sani, G. Palikaras, A. Alomainy, and H. Yang, "Time domain UWB radio channel characterisation for body-centric wireless communications in indoor environment," *Wideband and Ultrawideband Systems and Technologies: Evaluating current Research and Development, IET Seminar on*, Nov 2008, pp. 1-4.
- [37] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despins, and S. Affes, "Radio wave characterization and modeling in underground mine tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, Feb 2008, pp. 540-549.
- [38] A. Chehri, P. Fortier, H. Aniss, and P. M. Tardif, "UWB Spatial Fading and Small Scale Characterization in Underground Mines," *Communications, Biennial Symposium on*, Jul 2006, pp. 213-218.
- [39] L. Talbi, Y. Rissafi, and A. Lakhssassi, "UWB measurement investigation for remote sensing in underground mining environment," *Electromagnetics in Advanced Applications, International Conference on*, Sept 2009, pp. 1030-1033.

- [40] C. Chia-Chin, K. Youngeil, and L. Seong-Soo, "Statistical characterization of the UWB propagation channel in various types of high-rise apartments," *Wireless Communications and Networking Conference, IEEE*, Vol. 2, Mar 2005, pp. 944-949.
- [41] A. Sani, A. Alomainy, G. Palikaras, Y. Nechayev, Y. Hao, C. Parini, and P. S. Hall, "Experimental Characterization of UWB On-Body Radio Channel in Indoor Environment Considering Different Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, Jan 2010, pp. 238-241.
- [42] S. Chiu, J. Chuang, and D. G. Michelson, "Characterization of UWB Channel Impulse Responses Within the Passenger Cabin of a Boeing 737-200 Aircraft," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, Mar 2010, pp. 935-945.
- [43] A. F. Molisch, D. Cassioli, C. C. Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H. G. Schantz, K. Siwiak, and M. Z. Win, "A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, Nov 2006 pp. 3151-3166.
- [44] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, Aug 2002, pp. 1247-1257.
- [45] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Attiya, B. Woerner, and S. Riad, "Path-loss and time dispersion parameters for indoor UWB propagation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, Mar 2006, pp. 550-559.
- [46] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice, W. Turin, and V. Tarokh, "Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, Oct 2004, pp. 1786-1796.
- [47] A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, and J. L. Garcia, "New channel impulse response model for UWB indoor system simulations," *Vehicular Technology Conference, IEEE Semiannual*, vol.1, May 2003, pp. 1-5.

- [48] J. Kunisch and J. Pamp, "Measurement results and modeling aspects for the UWB radio channel," *Ultra Wideband Systems and Technologies, IEEE Conference on*, May 2002, pp. 19-23.
- [49] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, A. Kavcic, T. Sveinsson, and V. Tarokh, "UWB indoor path loss model for residential and commercial buildings," *Vehicular Technology Conference, IEEE*, vol.5, Oct 2003, pp. 3115-3119.
- [50] L. Rusch, C. Prettie, D. Cheung, Q. Li, M. Ho, "Characterization of UWB propagation from 2 to 8 GHz in a residential environment", Article available at www.intel.com.
- [51] H. Akaike, "A new look at the statistical model identification," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 19, Dec 1974, pp. 716-723.
- [52] T. W. Anderson and D. A. Darling, "Asymptotic Theory of Certain "Goodness of Fit" Criteria Based on Stochastic Processes," *The Annals of Mathematical Statistics*, vol. 23, 1952, pp. 193-212.
- [53] R. W. Lorentz, "Theoretical distribution of multipath fading process in mobile radio and determination of parameters by measurements". Deutsche Bundespost Forschungsinstitut, Technical report 455 TBr 66, 1979.
- [54] A. Kolmogorov, "On the empirical determination of a distribution function," *Giornale dell'Istituto Italiano degli Attuari*, vol. 4, 1933, pp. 83-91.
- [55] N.V. Smirnov, "On the estimation of the discrepancy between empirical curves of distributions for two independent samples," *Bulletin Moscow University*, 2, 1939, pp. 3-16.
- [56] J. Keignart and N. Daniele, "Subnanosecond UWB channel sounding in frequency and temporal domain," *Ultra Wideband Systems and Technologies, IEEE Conference on*, May 2002, pp. 25-30.
- [57] H. Hashemi and D. Tholl, "Statistical Modeling and Simulation of the Rms Delay Spread of Indoor Radio Propagation Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, Feb 1994, pp. 110-120.

- [58] C. Nerguizian, C. L. Despins, S. Affes, and M. Djadel, "Radio-channel characterization of an underground mine at 2.4 GHz," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, Sep 2005, pp. 2441-2453.
- [59] M. Lienard and P. Degauque, "Natural wave propagation in mine environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, Sep 2000, pp. 1326-1339.
- [60] M. Hamalainen, J. Talvitie, V. Hovinen, and P. Leppanen, "Wideband radio channel measurement in a mine," *Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings, International Symposium on*, vol.2, Sep 1998, pp. 522-526.
- [61] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*: Cambridge University Press, 2005, pp.
- [62] F. Zheng and T. Kaiser, "On the Evaluation of Channel Capacity of UWB Indoor Wireless Systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, Dec 2008, pp. 6106-6113.